

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

Odair José Custodio

**CONVERSOR PARALELO RESSONANTE COM SAÍDA
EM TENSÃO PARA ACIONAMENTO DE UMA
VÁLVULA TWT**

Florianópolis

2013

Odair José Custodio

**CONVERSOR PARALELO RESSONANTE COM SAÍDA
EM TENSÃO PARA ACIONAMENTO DE UMA
VÁLVULA TWT**

Dissertação submetida ao Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
para a obtenção do Grau de Mestre.
Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Coorientador: Prof. Telles B. Lazzarin,
Dr.

Florianópolis

2013

Odair José Custodio

**CONVERSOR PARALELO RESSONANTE COM SAÍDA EM
TENSÃO PARA ACIONAMENTO DE UMA VÁLVULA TWT**

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

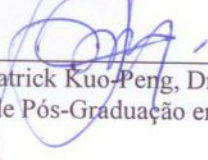
Florianópolis, 18 de Março de 2013



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador



Prof. Telles B. Lazzarin, Dr. Eng.
Coorientador



Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

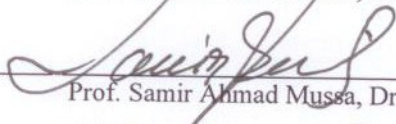
Banca Examinadora:



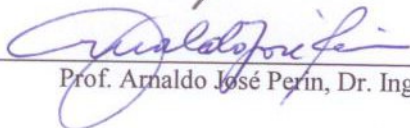
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Cláudio Costa Motta, Dr.



Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing

Este trabalho é dedicado à minha família,
Chris e Patrick.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, à Deus pelo dom da vida.

Em segundo lugar, à minha família que não mediu esforços para que eu pudesse estudar Engenharia num lugar longe de casa.

Também agradeço a todos os integrantes do INEP, que é um lugar de excelência no estudo e pesquisa da Eletrônica de Potência, por todo o suporte fornecido. Em especial ao Prof. Ivo Barbi pela sua competência e inigualável dedicação ao trabalho, exemplo que inspira a todos. Ao Prof. Telles B. Lazzarin, que no papel de co-orientador teve muita paciência para me ensinar muitas coisas.

Finalmente, aos colegas da turma: Alan, Gean, Levy, Marcello e Rodrigo. Junto com eles, tive momentos de muita descontração e alegria que serviram para motivar e continuar o trabalho.

À CAPES pelo apoio financeiro.

*“No fim tudo dá certo, e se não deu certo
é porque ainda não chegou ao fim.”*

Fernando Sabino

Resumo

Este trabalho apresenta o estudo de um conversor CC-CC isolado com alta tensão de saída, utilizado para alimentar uma válvula do tipo TWT. Dentre outras aplicações, a TWT é utilizada em equipamentos de telecomunicações e radares. Uma característica da válvula TWT é que a mesma possui coletores com múltiplos estágios, sendo necessário uma tensão de alimentação para cada estágio, todas na ordem dos kilovolts. Um transformador com alta relação de ganho e com alta tensão de saída necessita de maior quantidade de espiras em seu(s) secundário(s) e com maior isolamento entre espiras e entre camadas. Estes dois fatores contribuem para que os parâmetros intrínsecos do mesmo (capacitância intrínseca e indutância de dispersão) sejam muito maiores do que em transformadores de baixos ganho e tensão. Desta forma, todas as topologias consagradas de conversores CC-CC isolados com alta tensão de saída absorvem os parâmetros do transformador em seu funcionamento. A topologia adotada neste trabalho é a Paralelo Ressonante com Saída em Tensão (CPRST), que é baseada na estrutura *Full-Bridge*. Esta estrutura apresenta excelente rendimento por causa da comutação do tipo ZVS. Esta topologia foi estudada com detalhes para valores de ganho menores do que um de seu circuito equivalente, sendo mapeados dois modos de condução para a utilização com modulação *Phase-Shift*. As equações que descrevem os modos foram obtidas e parametrizadas. Foi feita a modelagem orientada ao controle do CPRST com modulação *Phase-Shift* e também projetado o controlador. Foi construído um protótipo com múltiplas saídas no transformador, que se destinou a alimentar uma válvula do tipo TWT, com potência total de $2.100W$ e tensões de alimentação $1,3kV$, $4,56kV$ e $6,08kV$ nos múltiplos estágios e $9,53kV$ no catodo.

Palavras-chave: Comutação ZVS. Modelo Transformador. Paralelo Ressonante. Saída em Tensão. TWT. *Phase-Shift*

Abstract

This paper presents the study of a high-voltage isolated DC-DC converter, used to feed a TWT valve. Among diverse applications, TWT valves are used in telecommunications equipment and radars. The TWT valve usually has a multiple stage collector, which demands one voltage supply for each stage, all of them in order of kilovolts. A high-voltage output transformer with high turn ratio needs a high number of turns in secondary side and great insulation between turns and layers. These two factors contribute to the intrinsic parameters (intrinsic capacitance and stray inductance) be much larger than in low voltage and low turn ratio transformers. Thus, all well-known topologies of high voltage output isolated DC-DC converters absorb the parameters of the transformer in operation. The topology adopted in this work is the Parallel Resonant Voltage Output (PRC-VO), which is based on the Full-Bridge topology. This structure presents high efficiency because of the ZVS. This topology has been studied in detail for gain values of the equivalent circuit smaller than one. Using Phase-Shift modulation, two operation modes were mapped. The equations that describe the operation modes were obtained and parameterized. A control oriented modeling was presented and the control design was performed. A multiple output prototype with total power of $2,100W$ was built and was used to feed a TWT valve. The collector stages voltages were $1.3kV$, $4.56kV$ and $6.08kV$ and cathod voltage was $9.53kV$.

Keywords: PRC. Voltage Output. ZVS. Transformer Model. TWT. Phase-Shift

Lista de Figuras

Figura 1.1	Ilustração esquemática do circuito básico de uma TWT.	29
Figura 1.2	Especificação original da TWT.....	30
Figura 1.3	Esquema da válvula e suas respectivas tensões de alimentação.....	31
Figura 1.4	Algumas topologias ressonantes na configuração <i>Full-Bridge</i>	33
Figura 1.5	Modelo equivalente de um transformador operando em alta frequência e com alta tensão.....	34
Figura 1.6	Modelo equivalente simplificado de um transformador operando em alta frequência e com alta tensão.....	35
Figura 1.7	Resposta em frequência do modelo simplificado do transformador de alta tensão.....	36
Figura 1.8	Ensaio de resposta em frequência de um transformador de alta tensão.....	37
Figura 1.9	Conversor Paralelo Ressonante com Saída em Tensão.	38
Figura 2.1	Circuito simplificado do CPRST mostrando a polaridade da tensão v_{Cr} e sentido da corrente i_{Lr} convencionados como positivo.....	42
Figura 2.2	Ilustração das formas de onda dos pulsos de comando, tensão v_{ab} , corrente i_{Lr} , tensão v_{Cr} e corrente de saída i_0	44
Figura 2.3	Estado topológico na primeira etapa de funcionamento.	45
Figura 2.4	Plano de Fase da primeira etapa de funcionamento. . .	45
Figura 2.5	Estado topológico na segunda etapa de funcionamento.	46
Figura 2.6	Plano de Fase da segunda etapa de funcionamento. . .	46
Figura 2.7	Estado topológico na terceira etapa de funcionamento.	47
Figura 2.8	Plano de Fase da terceira etapa de funcionamento. . .	48
Figura 2.9	Estado topológico na quarta etapa.	49
Figura 2.10	Plano de Fase da quarta etapa de funcionamento.	49
Figura 2.11	Estado topológico na quinta etapa de funcionamento.	50
Figura 2.12	Plano de Fase da quinta etapa de funcionamento.	50
Figura 2.13	Estado topológico na sexta etapa de funcionamento. .	51
Figura 2.14	Plano de Fase da sexta etapa de funcionamento.	51
Figura 2.15	Detalhe do Plano de Fase para da segunda etapa.	52

Figura 2.16 Ilustração das correntes i_{Lr} e i_0 operando com $q > 1$, ainda no MC1.	56
Figura 2.17 Relação entre q e μ_0 que delimita os modos MC1 e MC2.....	57
Figura 2.18 Simulação da condição crítica para $\mu_0 = 0,2$; Parâmetros: $V_1 = 300V$, $V_0 = 345,9V$, $f_s = 50kHz$, $Cr = 8,56nF$, $Lr = 47,36\mu H$, $f_0 = 250kHz$; Resultados: $I_1 = 0A$, $I_2 = 8,65A$, $I_{omed} = 3,86A$	58
Figura 2.19 Ganho do conversor versus $\overline{I_{omed}}$, para vários μ_0	58
Figura 2.20 Variação de μ_{0_max} para variação de q	61
Figura 2.21 Ilustração das formas de onda i_{Lr} , i_0 e v_{Cr} funcionando na frequência máxima.	62
Figura 2.22 Característica $\overline{I_{omed}} \times \mu_0$ com tensão de saída constante para vários valores de q	63
Figura 2.23 Instante da comutação.	65
Figura 2.24 Característica $\overline{I_{omed}} \times \mu_0$ com tensão de saída constante para $q = 0,7$ e $0,2 < \mu_0 < 1,32$	66
Figura 2.25 Formas de onda i_{Lr} e i_0 da simulação utilizando os parâmetros calculados no exemplo de projeto.	68
Figura 2.26 Formas de onda de corrente e tensão sobre o transistor e capacitor na comutação.	69
Figura 3.1 Ilustração das formas de onda v_{ab} , i_{Lr} , v_{Cr} e i_0 para a modulação <i>Phase-Shift</i> com $D < 1$ e $q < 1$	73
Figura 3.2 Estado topológico na primeira etapa.	74
Figura 3.3 Plano de Fase da primeira etapa de funcionamento. ...	74
Figura 3.4 Estado topológico na segunda etapa de funcionamento.	75
Figura 3.5 Plano de Fase da segunda etapa de funcionamento. ...	76
Figura 3.6 Estado topológico na terceira etapa.	76
Figura 3.7 Plano de Fase da terceira etapa de funcionamento.	77
Figura 3.8 Estado topológico na quarta etapa.	77
Figura 3.9 Plano de Fase da quarta etapa de funcionamento.	78
Figura 3.10 Estado topológico na quinta etapa.	78
Figura 3.11 Estado topológico na sexta etapa.	79
Figura 3.12 Estado topológico na sétima etapa.	79
Figura 3.13 Estado topológico na oitava etapa.	80
Figura 3.14 Plano de Fase completo para modulação <i>Phase-Shift</i>	

operando no MC1.	80
Figura 3.15 Detalhe do Plano de Fase para da segunda etapa.	81
Figura 3.16 Relação crítica entre D , μ_0 e q	85
Figura 3.17 Ganho do conversor versus $\overline{I_{o_{med}}}$, para $\mu_0 = 0, 1$	86
Figura 3.18 Ganho do conversor versus $\overline{I_{o_{med}}}$, para $\mu_0 = 0, 3$, com mesmo fundo de escala da figura anterior.	86
Figura 3.19 Ilustração das formas de onda v_{ab} , i_{Lr} , v_{Cr} e i_0 do conversor operando no MC2.	88
Figura 3.20 Estado topológico na primeira etapa.	88
Figura 3.21 Plano de Fase da primeira etapa.	89
Figura 3.22 Estado topológico na segunda etapa.	90
Figura 3.23 Plano de Fase da segunda etapa.	90
Figura 3.24 Estado topológico na terceira etapa.	90
Figura 3.25 Plano de Fase da terceira etapa.	91
Figura 3.26 Estado topológico na quarta etapa.	92
Figura 3.27 Plano de Fase da quarta etapa.	92
Figura 3.28 Plano de Fase completo.	93
Figura 3.29 Exemplos de posição final da etapa 8.	94
Figura 3.30 (a) Plano de Fase da primeira etapa mostrando os ângulos α , β e ξ . (b) Detalhe do Plano de Fase mostrando os triângulos retângulos encontrados.	95
Figura 3.31 Característica externa para $\mu_0 = 0, 1$	97
Figura 3.32 Característica externa para $\mu_0 = 0, 05$	98
Figura 3.33 D versus $\overline{I_{o_{med}}}$ para $\mu_0 = 0, 177$ e $q = 0, 67$	99
Figura 3.34 Ilustração das formas de onda v_{ab} , i_{Lr} , v_{Cr} e i_0 para a análise simplificada.	100
Figura 3.35 Plano de Fase para a primeira etapa na análise simplificada.	101
Figura 3.36 Característica externa do conversor para $\mu_0 = 0, 1$ utilizando a análise simplificada.	102
Figura 3.37 D versus $\overline{I_{o_{med}}}$ para $\mu_0 = 0, 1$ e $q = 0, 7$, equacionamento completo e simplificado (tracejado).	103
Figura 3.38 Resultado da simulação do CPRST com os parâmetros $V_1 = 300V$, $q = 0, 67$, $D = 0, 8$, $Cr = 3nF$ e $Lr = 106, 3\mu H$	107
Figura 3.39 Simulação para $D = 0, 31$	108
Figura 3.40 Simulação para $D = 0, 32$	108
Figura 3.41 Simulação para $D = 0, 43$	109

Figura 3.42	Simulação para $D = 0,52$.	109
Figura 4.1	Circuito equivalente do CPRST com modulação <i>Phase-Shift</i> que permite a obtenção da função de transferência.	112
Figura 4.2	Circuito equivalente do CPRST com modulação <i>Phase-Shift</i> .	114
Figura 4.3	Diagrama de blocos do modelo linear do CPRST obtido por meio da linearização de pequenos sinais.	115
Figura 4.4	Diagrama de blocos do modelo linear do CPRST de exemplo.	116
Figura 4.5	Comparativo entre o CPRST com os parâmetros projetados no exemplo de projeto e o modelo linear do mesmo para a resposta a um degrau na razão cíclica de 0,80 para 0,81.	117
Figura 4.6	Gráfico do Lugar das Raízes do modelo linear com o controlador projetado.	118
Figura 4.7	Resposta a um degrau na referência equivalente a 1V na saída para o CPRST com os parâmetros projetados e o modelo linear equivalente.	120
Figura 4.8	Diagrama de blocos do sistema linear com perturbação na carga.	121
Figura 4.9	Resposta ao degrau de carga de 100% para 90% e retornando a 100% para o CPRST do exemplo e seu modelo linear.	121
Figura 5.1	Circuito equivalente do conversor que alimenta a válvula TWT.	123
Figura 5.2	Estrutura de potência do conversor que alimenta a válvula TWT.	124
Figura 5.3	Topologia completa do CPRST.	126
Figura 5.4	Característica externa do conversor com $\mu_0 = 0,136$, que é o valor projetado.	128
Figura 5.5	Resultado da simulação do CPRST com $Cr = 3,9nF$, $Lr = 47,7\mu H$, $f_s = 50kHz$, $V_1 = 300V$, $q = 0,667$ e $D = 0,8$.	129
Figura 5.6	Forma de enrolamento separando o enrolamento primário dos secundários.	131
Figura 5.7	Forma de enrolamento com primário e secundários no mesmo carretel.	132
Figura 5.8	Locais de entrada e saída dos fios dos enrolamentos.	132
Figura 5.9	Foto do protótipo do transformador construído.	133
Figura 5.10	Topologia do CPRST com estágio de saída simplificado.	134

Figura 5.11 Plano de Fase da primeira etapa no MC2 mostrando o amortecimento devido às resistências parasitas.	135
Figura 5.12 Esquema do Somador e Controlador PI com Filtro. . .	136
Figura 5.13 Estrutura de potência do conversor com as cargas de teste.	137
Figura 5.14 Foto das cargas utilizadas nos testes.	138
Figura 5.15 Foto do CPRST montado em laboratório, vista 1.	139
Figura 5.16 Foto do CPRST montado em laboratório, vista 2.	140
Figura 5.17 Formas de onda i_{Lr} , v_{ab} e V_1 para condição nominal. .	142
Figura 5.18 Simulação da condição nominal.	142
Figura 5.19 Aquisição para 60% de carga com $D = 0,8$	143
Figura 5.20 Simulação para 60% de carga com $D = 0,8$	143
Figura 5.21 i_{Lr} , v_{ab} e V_1 para 20% da carga com $D = 0,8$	144
Figura 5.22 Formas de onda i_{Lr} , v_{ab} e V_1 para 100% da carga com $D = 0,6$	144
Figura 5.23 Aquisição para 40% da carga com $D = 0,6$	145
Figura 5.24 Simulação para 40% da carga com $D = 0,6$	145
Figura 5.25 Aquisição para 20% da carga com $D = 0,4$	146
Figura 5.26 Simulação para 20% da carga com $D = 0,4$	146
Figura 5.27 Forma de onda da tensão de saída em MA, para $D = 0,8$, $V_1 = 300V$ e 100% de carga.	147
Figura 5.28 Característica externa de um CPRST com $\mu_0 = 0,136$ e medições no protótipo real.	148
Figura 5.29 Funcionamento do CPRST em MF com 20% de carga. .	149
Figura 5.30 Funcionamento do CPRST em MF com 100% de carga. .	150
Figura 5.31 Degrau de 100% para 60% de carga aplicado ao CPRST em MF.	151
Figura 5.32 Degrau de 60% para 100% de carga aplicado ao CPRST em MF.	152

Lista de Tabelas

Tabela 1	Especificação original das correntes e tensões de polarização da TWT.....	31
Tabela 2	Especificação das correntes e tensões de polarização da TWT.....	32
Tabela 3	Valores de q críticos para cada μ_0 e a respectiva corrente parametrizada.....	57
Tabela 4	Valores médios e eficazes das correntes nos transistores.....	140

Sumário

1 INTRODUÇÃO	27
1.1 A VÁLVULA TWT	27
1.2 OBJETIVOS DO PROJETO	29
1.2.1 Requisitos do Projeto	30
1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	32
1.3.1 Conversores com Alta Tensão de Saída	32
1.3.2 Modelos de Transformador	34
1.4 TOPOLOGIA ESCOLHIDA PARA O ACIONAMENTO DA VÁLVULA TWT	36
1.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	38
2 ANÁLISE DO CPRST COM MODULAÇÃO POR FREQUÊNCIA	41
2.1 TOPOLOGIA	41
2.2 ANÁLISE DO CONVERSOR	43
2.2.1 Etapas de Funcionamento ($q \leq 1$)	43
2.2.2 Equacionamento	52
2.2.3 Parametrização da Equação da Corrente Média de Saída	54
2.2.4 Funcionamento para $q > 1$	55
2.2.5 Limite entre MC1 e MC2	56
2.2.6 Característica Externa do CPRST no MC1	58
2.2.7 Máxima Corrente de Saída	59
2.2.8 Frequência Máxima de Comutação	60
2.2.9 Corrente de Saída com a Tensão Constante	61
2.3 CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS COMPONENTES	62
2.4 ESTUDO DA COMUTAÇÃO	64
2.5 PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO	65
2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS	69
3 ANÁLISE DO CPRST COM MODULAÇÃO <i>PHASE- SHIFT</i>	71
3.1 MODULAÇÃO <i>PHASE-SHIFT</i>	71
3.2 DEFINIÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA D	71
3.3 MODOS DE FUNCIONAMENTO	72
3.4 FUNCIONAMENTO PARA $D < 1$ E MC1	72
3.4.1 Etapas de funcionamento	72
3.4.2 Equacionamento	81
3.4.3 Parametrização das equações de corrente	83

3.4.4	Condição crítica	84
3.5	FUNCIONAMENTO PARA $D < 1$ EM MC2	85
3.5.1	Formas de onda	87
3.5.2	Etapas de funcionamento	87
3.5.3	Equacionamento completo	94
3.5.4	Característica externa no MC1 e MC2	97
3.5.5	Análise simplificada	99
3.5.6	Equacionamento simplificado	100
3.5.7	Característica externa simplificada	102
3.6	ESTUDO DA COMUTAÇÃO PARA COMUTAÇÃO <i>PHASE-SHIFT</i>	103
3.7	PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO COM <i>CR</i> FIXO E <i>D</i> VARIÁVEL	104
3.8	CONSIDERAÇÕES FINAIS	110
4	CONTROLE DO CPRST COM MODULAÇÃO <i>PHASE-SHIFT</i>	111
4.1	CIRCUITO EQUIVALENTE	111
4.2	LINEARIZAÇÃO DE PEQUENOS SINAIS	112
4.3	VALIDAÇÃO DO MODELO LINEAR POR SIMULAÇÃO	115
4.4	PROJETO DO CONTROLADOR	117
4.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	121
5	IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	123
5.1	ESTRUTURA DO CONVERSOR PARA O ACIONAMENTO DA VÁLVULA TWT	123
5.2	PROJETO DO CPRST	126
5.3	CONSTRUÇÃO DO TRANSFORMADOR DE ALTA TENSÃO	129
5.4	PONTE H	133
5.5	ESTÁGIO DE SAÍDA	133
5.5.1	Modelo Equivalente do Estágio de Saída	134
5.6	EFEITO DAS NÃO IDEALIDADES	134
5.7	REALIZAÇÃO DO CONTROLADOR	135
5.8	CONSTRUÇÃO DA CARGA	137
5.9	CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO	138
5.9.1	Cálculo Térmico	140
5.10	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	141
5.10.1	Funcionamento em Malha Aberta	141
5.10.2	Funcionamento em Malha Fechada	148
5.11	TESTE DO CPRST NA VÁLVULA TWT	152
5.12	CONSIDERAÇÕES FINAIS	153

6 CONCLUSÃO	155
REFERÊNCIAS	157
APÊNDICE A - Esquemáticos do Protótipo Implementado	161
ANEXO A - Traveling Wave Tubes: Modern Devices and Contemporary Applications	165

1 INTRODUÇÃO

Este trabalho apresenta um estudo do Conversor Paralelo Ressonante com Saída em Tensão (CPRST). Tal topologia foi escolhida para o acionamento de uma válvula do tipo TWT (*Traveling Wave Tube*) existente no Laboratório de Micro-Ondas de Potência do CTMSP (Centro Tecnológico da Marinha em São Paulo).

Este capítulo, por sua vez, traz algumas informações sobre a válvula TWT, detalha os objetivos e mostra os requisitos do projeto, faz uma revisão bibliográfica das estruturas encontradas na literatura que são destinadas ao mesmo tipo de aplicação, mostra os modelos de transformadores de alta tensão e alta frequência e, por fim, apresenta as justificativas da escolha da topologia CPRST.

1.1 A VÁLVULA TWT

Embora a tecnologia dos semicondutores tenha se desenvolvido com maior celeridade nas últimas décadas, existem, ainda, aplicações em que o funcionamento adequado é obtido somente por meio das antigas válvulas. Exemplo disso é a amplificação de sinais de rádio frequência (RF) na faixa dos gigahertz, obtidos a partir da utilização de válvulas do tipo TWT. Popularmente conhecidos como “micro-ondas”, esses sinais apresentam diversas aplicações, seja na área da comunicação, na utilização em radares, em dispositivos de guerra eletrônica e até na medicina.

O desenvolvimento das válvulas TWT teve início juntamente com o desenvolvimento das primeiras válvulas “termiônicas”. Sua origem remonta aos tempos da Segunda Guerra Mundial, em que foi inventada e desenvolvida, primeiramente, pelo engenheiro Rudolf Kompfner em um laboratório inglês de pesquisas em RADAR (*Radio Detection And Ranging*), sendo sua teoria e dispositivos posteriormente aperfeiçoados pelo engenheiro John Pierce e o próprio Kompfner no laboratório Bell Labs dos Estados Unidos.

Depois da Segunda Guerra Mundial, as válvulas se desenvolveram rapidamente devido à sua utilização em satélites de comunicação. As válvulas TWT destinadas à comunicação têm potência geralmente na ordem de centenas de Watts e as válvulas destinadas aos radares, até na ordem de milhares de Watts. Essencialmente, a válvula TWT é um amplificador de sinal com grande largura de banda (até duas oitavas),

baixa taxa de distorção e grande potência de saída, operando em faixas de frequência que variam de 300MHz até 40GHz.

Segundo [1]:

As TWT são dispositivos complexos e, para sua construção, é necessário conhecimento multidisciplinar, que abrange desde o domínio da tecnologia de ultra-alto vácuo, técnicas de brasagem metal-metal e metal-cerâmica realizada em fornos de hidrogênio e em fornos de alto vácuo, projeto de catodos termoiônicos emissores de elétrons, técnicas numéricas, construção de moduladores pulsados de alta voltagem, além das técnicas para o projeto e medidas de microondas.

Ainda segundo [1]:

O princípio de amplificação da TWT, cujo circuito básico é mostrado na figura 1.1, baseia-se na conversão da energia cinética de um feixe de elétrons em energia eletromagnética. A TWT é composta, basicamente, de um canhão eletrônico, uma região de deriva, uma estrutura de ondas lentas, um colimador magnético e um coletor. Após deixar o canhão, onde é acelerado por uma certa diferença de potencial, o feixe viaja pela região de deriva e é coletado no coletor. Quando a estrutura de ondas lentas está presente na região de deriva, ela tem condições de sustentar a propagação de um campo eletromagnético capaz de interagir com o feixe de elétrons. Em uma certa condição, denominada *sincronismo*, a interação entre o feixe de elétrons e o campo sustentado pela estrutura de ondas lentas ocorre de tal forma que a energia cinética do feixe é convertida em energia eletromagnética, aumentando a potência do sinal de entrada, em detrimento da velocidade do feixe de elétrons.

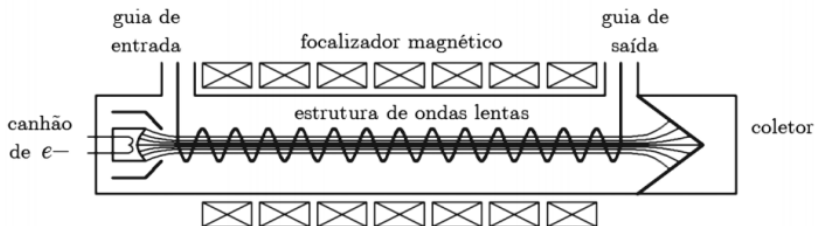


Figura 1.1 – Ilustração esquemática do circuito básico de uma TWT.

Uma característica marcante da válvula TWT é que ela geralmente possui algumas tensões intermediárias utilizadas no(s) coletor(es) além da maior tensão, que fica entre o cátodo (canhão de elétrons) e o ânodo. O conversor que a alimenta é, normalmente, conhecido como EPC (*Electronic Power Conditioner*), enquanto o conjunto da válvula mais conversor é conhecido como TWTA (*Traveling Wave Tube Amplifier*).

Maiores informações sobre a válvula e seu funcionamento podem ser encontradas em [2], em [3] e no anexo 1 deste trabalho.

1.2 OBJETIVOS DO PROJETO

O presente trabalho teve como objetivo geral construir um conversor para o acionamento de uma válvula TWT. A válvula escolhida para estudo é uma TWT para radares existentes no Laboratório de Micro-Ondas de Potência do CTMSP (Centro Tecnológico da Marinha em São Paulo). Este trabalho vem continuar o projeto de Pós-Doutorado desenvolvido pelo Prof. Telles Brunelli Lazzarin ([4]).

Como objetivos específicos, destacam-se:

- Estudo da topologia do conversor selecionado;
- Projeto dos componentes do conversor;
- Estudo, projeto e construção de um transformador de alta tensão para ser utilizado no conversor;
- Modelagem de pequenos sinais do conversor e projeto do controlador de tensão.

1.2.1 Requisitos do Projeto

Os requisitos do projeto enviados pela equipe técnica do CTMSP ao INEP estão ilustrados na figura 1.2 e na tabela 1.

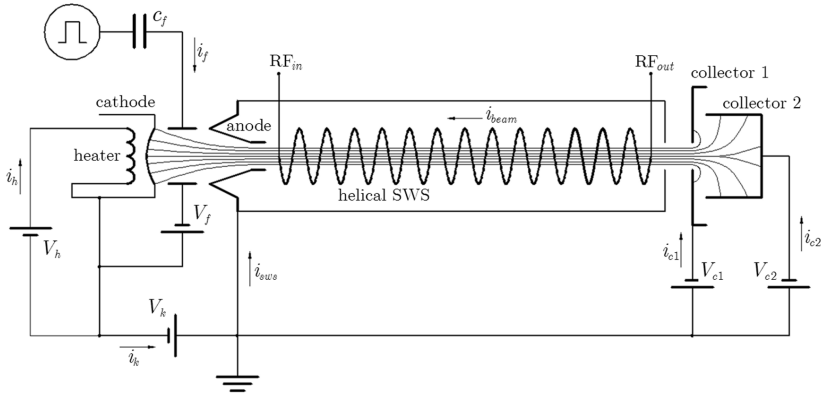


Figura 1.2 – Especificação original da TWT.

Dentre todas as tensões de polarização, a tensão mais importante é aquela que ocasiona a aceleração do feixe de elétrons, que é a tensão do cátodo, chamada de V_k , sendo esta, portanto, a tensão que necessita ser controlada.

Tais requisitos foram discutidos com a equipe técnica do CTMSP, permitindo definir-se a especificação indicada na figura 1.3 e detalhada na tabela 2. A figura 1.3 mostra que o conversor CC-CC de alta tensão possui quatro saídas, além da conexão ao terra. Estas saídas são: V_{0_1} , V_{0_2} , V_{0_3} e V_{0_4} , sendo que todas estão dispostas em série. A figura também mostra uma fonte de baixa tensão (V_h) que alimenta o filamento do cátodo, para aquecê-lo e com isso fornecer aos elétrons energia para saírem do material e, com isso, permitir que se estabeleça um feixe entre o cátodo e o(s) coletor(es). Durante o processo de refinamento dos requisitos, decidiu-se que a fonte V_h não seria desenvolvida pelo INEP, haja vista a mesma ser de baixa tensão e não compatível com a fonte de alta tensão, considerada com maior relevância.

Tabela 1 – Especificação original das correntes e tensões de polarização da TWT.

Condições típicas de operação			Requisitos fonte alimentação		
Elemento	Tensão	Corrente	Tensão Mínima	Tensão Máxima	Corrente Máxima
Filamento (heater) V_h	6,3V	1,67A	6,0V	6,6V	2A
Hélice (SWS)	Terra (0V)	2,5mA	0V	0V	1mA
Focalização Eletrostática ON (V_f)	0V	0,5mA	0V	-50V	1mA
Focalização Eletrostática OFF (V_f)	1,3kV	0,0mA	1,1kV	1,5kV	1mA
Cátodo (V_k)	9,5kV	280mA	9,3kV	9,7kV	310mA
Coletor 1 (V_{c1})	4,94kV	9mA	49% $V_k \pm 2\%$		20mA
Coletor 2 (V_{c2})	3,42kV	268mA	34% $V_k \pm 2\%$		310mA

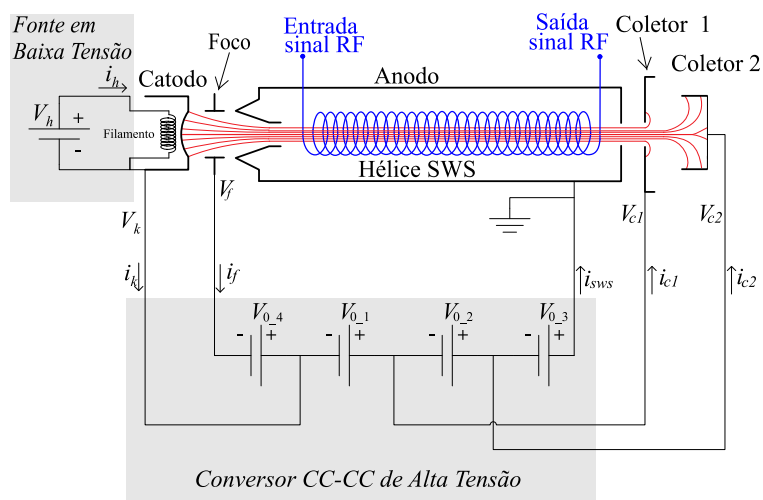


Figura 1.3 – Esquema da válvula e suas respectivas tensões de alimentação.

Tabela 2 – Especificação das correntes e tensões de polarização da TWT.

Fonte	Tensão	Corrente	Potência
V_{0_1}	4.560V	345mA	1573,2W
V_{0_2}	1.520V	325mA	494,0W
V_{0_3}	3.420V	15mA	51,3W
V_{0_4}	1.300V	1mA	1,3W

Partindo do pressuposto de que as fontes de tensão estão dispostas em série, observa-se que a maior diferença de tensão entre as saídas do conversor é 10.800V. Assim, tendo por base o requisito de projeto que designa a tensão V_k como a tensão a ser controlada, tem-se que esta tensão é formada pela soma das tensões V_{0_1} , V_{0_2} e V_{0_3} , totalizando 9.500V. A potência nominal do conversor é 2.119,8W e a variação de potência é mínima, fazendo com que todo o projeto considere o valor nominal.

1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

1.3.1 Conversores com Alta Tensão de Saída

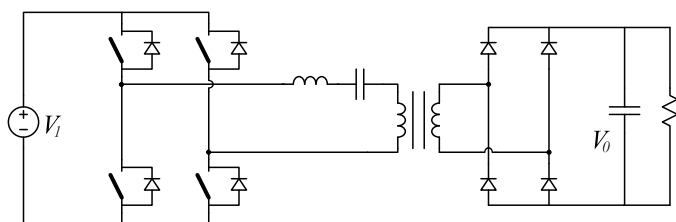
A presença de um transformador é indispensável para atender aos requisitos desta aplicação, notadamente o elevado valor da tensão de saída. Por sua vez, este transformador necessita de uma grande quantidade de espiras no secundário, bem como de isolamento suficiente para que não haja rompimento da isolação elétrica. Ambos os fatores levam a um acréscimo considerável das não idealidades do transformador, como as capacitâncias do secundário e a indutância de dispersão.

Caso fosse utilizado um conversor com comutação dissipativa, o efeito das não idealidades seria muito grande, inviabilizando o funcionamento do mesmo. Desta forma, as topologias que agregam essas não idealidades no funcionamento do conversor (como os conversores ressonantes) ficam naturalmente mais atraentes.

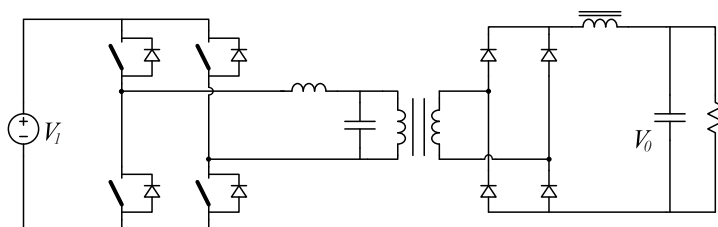
Mencionam-se como conversores capazes de atender aos requisitos supracitados e comumente encontrados na literatura os conversores ressonantes, como o Conversor Série Ressonante, o Conversor Paralelo Ressonante e o Série-Paralelo Ressonante, sendo os conversores mais analisados aqueles com filtro indutivo na saída. Algumas destas topologias são mostradas na figura 1.4.

O conversor paralelo ressonante com saída em tensão (não mostrado na figura 1.4) foi analisado pela primeira vez por Steigerwald em [5]. Aprofundadamente, a comparação destas topologias pode ser encontrada em [6], em [7] e também em [8].

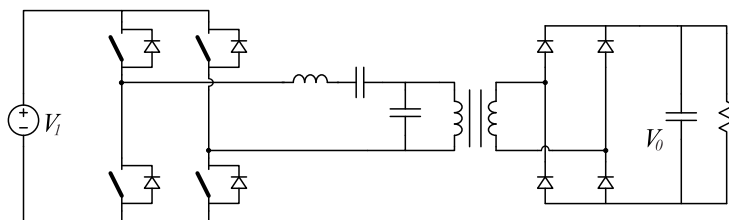
Um conversor baseado na topologia “Push-Pull” para gerar alta tensão de saída foi proposto em [9].



(a) Conversor Série Ressonante com Filtro Capacitivo



(b) Conversor Paralelo Ressonante com Filtro Indutivo



(c) Conversor Série Paralelo Ressonante com Filtro Capacitivo

Figura 1.4 – Algumas topologias ressonantes na configuração Full-Bridge.

1.3.2 Modelos de Transformador

Conforme citado anteriormente, um transformador com elevada tensão de saída (e elevada relação de transformação) necessita de muitas espiras no seu secundário. Adicionalmente, no modelo equivalente do transformador com os parâmetros concentrados no lado primário, a capacitância devida aos enrolamentos do secundário é transferida para o lado primário multiplicada pela relação de transformação ao quadrado. Sendo esta uma relação grande, a capacitância equivalente torna-se ainda mais significativa.

Em contrapartida, em virtude da necessidade de isolamento do transformador, todos os enrolamentos encontram-se mais afastados uns dos outros, aumentando a indutância de dispersão resultante. Levando-se esses dois fatores em conta, conclui-se que os parâmetros parasitas são substancialmente relevantes, influenciando o funcionamento do conversor e, geralmente, ocasionando problemas. Uma solução atraente para tal inconveniente é o emprego dos parâmetros no projeto do conversor, desde que sejam mensurados e, para tanto, há a necessidade de se estimar um circuito equivalente para o transformador.

Segundo [9], um transformador de alta tensão e alta frequência pode ser modelado como o circuito mostrado na figura 1.5. Este modelo é chamado de “Modelo com Parâmetros Concentrados” (ou *Lumped Parameters Model*).

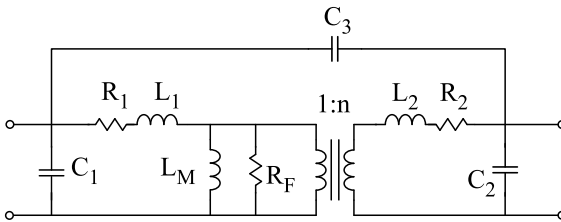


Figura 1.5 – Modelo equivalente de um transformador operando em alta frequência e com alta tensão.

Este modelo é composto por um transformador ideal, pelas indutâncias de dispersão do primário e do secundário (L_1 e L_2), pelas resistências que modelam as perdas devido ao efeito Joule do primário e do secundário (R_1 e R_2), pela resistência que modela as perdas magnéticas (R_F), pela indutância magnetizante (L_M) e pelas capacitâncias entre espiras do primário e do secundário (C_1 e C_2) e pela capacitância de acoplamento entre primário e secundário (C_3).

Para a análise de um conversor CC-CC em alta tensão, esse circuito pode ser simplificado sem prejuízo do resultado qualitativo final. As resistências de R_1 , R_2 e R_F e as capacitâncias C_1 e C_3 podem ser suprimidas e as indutâncias de dispersão podem ser agrupadas. Então, restam apenas os elementos mais significativos que são a indutância magnetizante, a capacitância C_2 do secundário e as indutâncias de dispersão agrupadas. Essa simplificação leva ao circuito equivalente simplificado com parâmetros referidos ao primário, mostrado na figura 1.6.

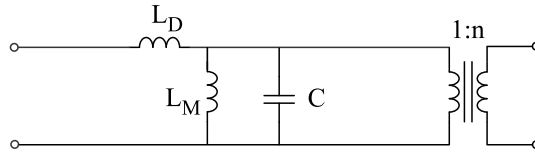


Figura 1.6 – Modelo equivalente simplificado de um transformador operando em alta frequência e com alta tensão.

Analisando-se o circuito equivalente, nota-se a existência de duas ressonâncias. Em razão da indutância magnetizante, em geral, ser significativamente maior do que a indutância de dispersão, a ressonância de menor frequência ocorre entre a capacitância (C) e a indutância magnetizante (L_M), sendo denominada ressonância paralela. A ressonância de maior frequência acontece, por sua vez, entre a capacitância e a indutância de dispersão (L_D), sendo denominada ressonância série. As frequências de ressonância paralela e série podem ser calculadas por meio das seguintes equações:

$$f_{paralela} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_M \cdot C}} \quad (1.1)$$

$$f_{série} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_D \cdot C}} \quad (1.2)$$

A resposta típica em frequência (módulo e fase) do circuito equivalente simplificado do transformador com o secundário aberto é mostrada pela figura 1.7, na qual se percebe que, em baixa frequência, a impedância é dominada pela indutância magnetizante (L_M), em médias frequências, pela capacitância e, em altas frequências, prevalece o domínio da indutância de dispersão (L_D), uma vez que a mesma está em série com o restante do circuito.

A resposta em frequência de um transformador real com parâ-

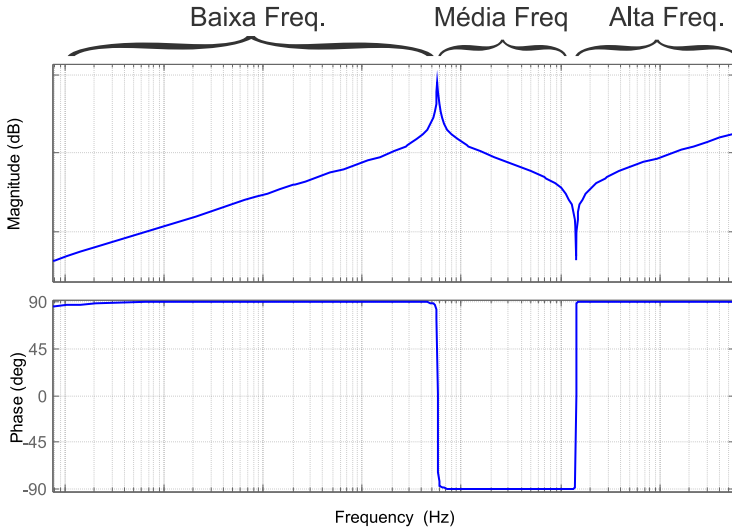


Figura 1.7 – Resposta em frequência do modelo simplificado do transformador de alta tensão.

metros similares aos necessários no projeto do conversor é observada na figura 1.8.

Ao se comparar a resposta em frequência do modelo simplificado com o resultado do ensaio, percebe-se que o primeiro representa corretamente o comportamento do transformador real até frequências maiores que a frequência de ressonância série ($f_{série}$), validando, assim, o modelo simplificado do transformador utilizado neste trabalho.

Em [9], encontra-se maiores detalhes sobre o transformador, bem como um método de determinação dos elementos do circuito equivalente do transformador.

1.4 TOPOLOGIA ESCOLHIDA PARA O ACIONAMENTO DA VÁLVULA TWT

Dentre as topologias descritas na seção 1.3, optou-se por utilizar a topologia Paralelo Ressonante com Saída em Tensão (CPRST), conforme demonstrado na figura 1.9.

Os parâmetros L_r e C_r podem ser os componentes intrínsecos (L_D e C) do transformador de alta tensão que foram incorporados ao circuito. A indutância magnetizante do transformador foi suprimida

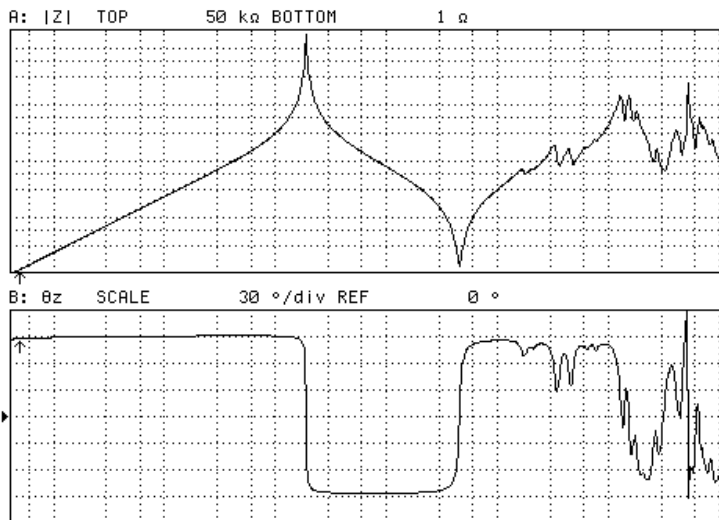


Figura 1.8 – Ensaio de resposta em frequência de um transformador de alta tensão.

porque tem valor muito superior ao da indutância de dispersão e, portanto, não tem influência significativa no funcionamento do conversor. A análise teórica com a presença da indutância magnetizante também ficaria mais complexa e não traria ganhos significantes.

O estágio de saída é composto por um capacitor em paralelo com a carga. Pelo fato da constante de tempo ser muito maior do que o período de comutação, tal conjunto comporta-se como uma fonte de tensão.

Esta topologia foi escolhida pelos seguintes motivos:

- Incorpora os componentes intrínsecos do transformador no funcionamento;
- Não gera sobretensão nos diodos das pontes retificadoras de saída;
- Permite uma construção mais compacta devido ao fato de não ter os indutores de saída;
- A carga caracteriza-se pela necessidade de ser alimentada com tensão constante;
- As correntes de pico nos interruptores são baixas.

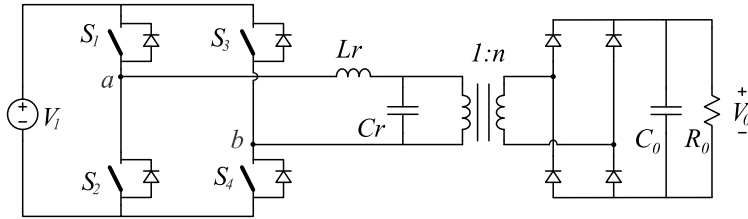


Figura 1.9 – Conversor Paralelo Ressonante com Saída em Tensão.

O conversor da figura 1.9 pode ser controlado por variação na frequência ou na razão cíclica. A forma escolhida para controlar o CPRST, neste trabalho, é a modulação por razão cíclica *Phase-Shift*, pelas seguintes razões:

- Na modulação *Phase-Shift*, o indutor de ressonância e o transformador são projetados para trabalhar na frequência de operação do conversor. Na modulação em frequência (com frequência de comutação menor do que a frequência de oscilação), a carga máxima aconteceria na frequência mínima, o que torna os componentes magnéticos maiores;
- Existe um circuito integrado comercial que implementa o *Phase-Shift*, facilitando a implementação;
- O controle da tensão de saída é eficiente.

Todavia, tem-se como aspecto negativo da modulação *Phase-Shift* o fato de que em situações de baixa carga, a comutação ZVS só é garantida nos interruptores de um braço da ponte completa. A comutação do outro braço, em seu turno, depende principalmente da corrente de carga. Contudo, pela característica da carga que opera com potência praticamente constante, esta desvantagem mostra-se irrelevante.

Apesar de o projeto ter sido desenvolvido a partir da utilização da modulação *Phase-Shift*, a modulação por frequência também foi estudada, visto que a análise do CPRST não é recorrentemente encontrada na literatura.

1.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Todos os conversores utilizados em aplicações com níveis de tensão e potência similares aos necessários, neste trabalho, usam um trans-

formador, configurando o domínio da técnica de construção deste tipo de transformador, como um dos maiores desafios enfrentados no projeto. Um fato extremamente positivo é que o transformador se encaixa muito bem na topologia escolhida, trazendo, desta forma, eficiência na operação.

Em relação à estrutura do trabalho, apresenta-se da seguinte forma: no capítulo 1, abordaram-se informações sobre a válvula TWT e definiram-se os objetivos do projeto, bem como as especificações do conversor e, em seguida, fez-se uma breve revisão bibliográfica dos modelos de conversores aplicáveis ao projeto dispostos na literatura e dos modelos de transformador operando em altas tensão e frequência. Por fim, explicitou-se a topologia escolhida para resolver o problema proposto, juntamente com as justificativas desta escolha.

O capítulo 2 detalha o estudo do CPRST operando com modulação em frequência. São mostradas algumas equações básicas presentes no decorrer da pesquisa, as etapas de funcionamento e suas respectivas explicações fazendo uso da ferramenta Plano de Fase. Em seguida, especifica-se o equacionamento do conversor, objetivando obter a equação da corrente média de saída, definidora da característica externa do conversor. Adicionalmente, adota-se uma parametrização para desacoplar as equações dos parâmetros físicos e, com isto, perceber a essência do funcionamento do conversor. Finalmente, é feito o estudo da comutação e um exemplo de projeto.

O capítulo 3 realiza o estudo do CPRST operando com modulação *Phase-Shift*. Com esta modulação, aparecem dois modos de funcionamento: o Modo de Condução 1 (MC1) e o Modo de Condução 2 (MC2). A explicação das etapas de funcionamento e a forma de equacionamento são iguais às utilizadas no capítulo 2, cujo objetivo final é encontrar a característica externa do conversor. Consecutivamente, apresenta-se o estudo da comutação e um exemplo de projeto, quando não há controle de um dos parâmetros.

O capítulo 4 apresenta um estudo orientado ao controle do CPRST operando com modulação *Phase-Shift*. É feita a dedução do circuito equivalente do conversor e a linearização de pequenos sinais em um ponto de operação. Com o circuito linearizado, obtém-se a função de transferência linear, tendo como variáveis de entrada e de saída a razão cíclica e a tensão de saída, respectivamente. Ainda no presente capítulo, faz-se a comprovação da validade da modelagem por simulação e, em seguida, é apresentada uma forma de projeto do controlador (pelo Lugar das Raízes) e a simulação do CPRST, operando em malha fechada.

No capítulo 5 retrata-se a estrutura física do protótipo construído, o projeto de seus parâmetros e aborda-se a construção de seu módulo, destacando-se o transformador de alta tensão. São apresentadas fotos do conversor e, também, formas de onda que comprovam o funcionamento do mesmo em MA e MF, incluindo degrau de carga.

Por fim, o capítulo 6 faz a conclusão do trabalho apresentado.

2 ANÁLISE DO CPRST COM MODULAÇÃO POR FREQUÊNCIA

Este capítulo mostra o estudo do CPRST operando com modulação em frequência. Algumas definições e equações básicas, de relevância ao longo de todo o trabalho, são apresentadas logo no início do capítulo. Também são apresentadas as etapas de funcionamento e suas respectivas explicações fazendo uso da ferramenta Plano de Fase. A explicação da ferramenta Plano de Fase está mostrada no livro “*Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave*” [10], no capítulo 1.

Em seguida, é mostrado o equacionamento do conversor, visando à obtenção da equação da corrente média de saída que, em conjunto com o ganho da tensão de saída, definirá a característica externa do conversor operando em malha aberta. É adotada, ainda, uma parametrização para desacoplar as equações dos parâmetros físicos do conversor buscando, com isto, perceber a essência do funcionamento do mesmo. Em seguida, é apresentado o estudo da comutação e, por fim, é apresentado um procedimento de cálculo dos parâmetros Cr e Lr , juntamente com um exemplo de projeto que o valide.

2.1 TOPOLOGIA

O conversor utilizado neste trabalho, conforme especificado no capítulo anterior e ilustrado na figura 1.9, requereu a adoção de algumas simplificações para o seu equacionamento, dando origem ao circuito mostrado na figura 2.1. Tal circuito será, doravante, denominado “Circuito Simplificado”, cujo objetivo é captar a essência do funcionamento do conversor e permitir chegar a um modelo teórico de seu funcionamento.

Especificadamente, as simplificações adotadas foram:

- Todos os parâmetros são referenciados ao primário do transformador;
- Os parâmetros do transformador são representados somente pela capacitância intrínseca e indutância de dispersão, que na figura 2.1 são chamados de Cr e Lr , respectivamente;
- Os interruptores são ideais, ou seja, não apresentam perdas e têm comutação instantânea;

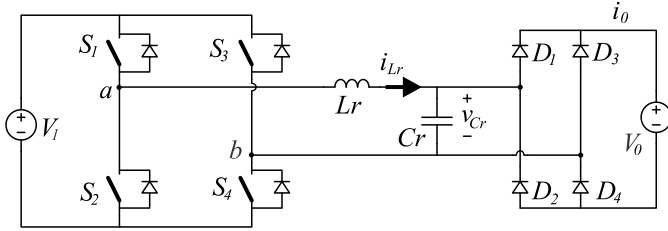


Figura 2.1 – Circuito simplificado do CPRST mostrando a polaridade da tensão v_{Cr} e sentido da corrente i_{Lr} convencionados como positivo.

- A constante de tempo do estágio de saída ($R_0.C_0$) é muito maior do que o período de comutação, desta forma, R_0 e C_0 podem ser substituídos por uma fonte ideal de tensão sem prejuízo para a análise;
- Não existe tempo morto entre a comutação dos dois transistores no mesmo braço;
- Não existem outras perdas no circuito.

Em algumas etapas de funcionamento explicadas em seções posteriores, os elementos Cr e Lr ficam em série, formando um circuito ressonante, cuja frequência natural de oscilação é dada pela equação 2.1.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{Cr \cdot Lr}} \quad (2.1)$$

O período de uma oscilação é dado por:

$$T_0 = 2\pi\sqrt{Lr \cdot Cr} \quad (2.2)$$

A impedância característica do circuito é expressa por:

$$Z = \sqrt{\frac{Lr}{Cr}} \quad (2.3)$$

São definidas duas variáveis auxiliares que serão usadas no decorrer do texto:

$$q = \frac{V_0}{V_1} \quad (2.4)$$

$$\mu_0 = \frac{f_s}{f_0} \quad (2.5)$$

A equação 2.4 define a variável q que indica o ganho estático do conversor. A equação 2.5 define a variável μ_0 que indica a relação entre a frequência de comutação f_s e a frequência natural de oscilação f_0 .

Este capítulo dedica-se ao estudo da Modulação em Frequência do CPRST, ou seja, concentra-se no controle da tensão de saída feito por meio da alteração da frequência de comutação (f_s), representada, neste caso, pela variável μ_0 nas equações parametrizadas.

Os pulsos de gatilho dos transistores S_1 e S_4 são sempre aplicados juntamente, assim como para os transistores S_2 e S_3 . Desta maneira, a tensão entre os pontos a e b (chamada v_{ab}) assume somente os níveis V_1 e $-V_1$.

2.2 ANÁLISE DO CONVERSOR

2.2.1 Etapas de Funcionamento ($q \leq 1$)

A análise será feita considerando $V_0 < V_1$, ou seja, $q < 1$. Para esta situação, o CPRST apresenta seis etapas de funcionamento, sendo três etapas para cada meio ciclo de operação. As etapas do primeiro e do segundo meio ciclo de funcionamento são idênticas, apenas trocando-se a polaridade das tensões e o sentido das correntes. A figura 2.2 mostra as principais formas de onda, a separação entre as etapas de funcionamento, os respectivos tempos das etapas e, também, os valores $\pm I_1$ e $\pm I_2$ de i_{Lr} . Estes valores, por sua vez, serão detalhados nas etapas de funcionamento e utilizados no equacionamento.

PRIMEIRA ETAPA

A primeira etapa de funcionamento começa quando os transistores S_1 e S_4 são acionados, sendo o estado topológico retratado pela figura 2.3 e suas condições iniciais expressas por: $i_{Lr} = -I_1$ e $v_{Cr} = -V_0$. Em virtude de a corrente ser negativa nos transistores S_1 e S_4 , a mesma passa através dos diodos em antiparalelo com os transistores.

Nesta etapa, a tensão sobre a indutância Lr é igual a $V_1 + V_0$ e sua corrente aumenta¹ linearmente de $-I_1$ até zero.

¹O módulo do valor da corrente diminui, indicando que a energia armazenada

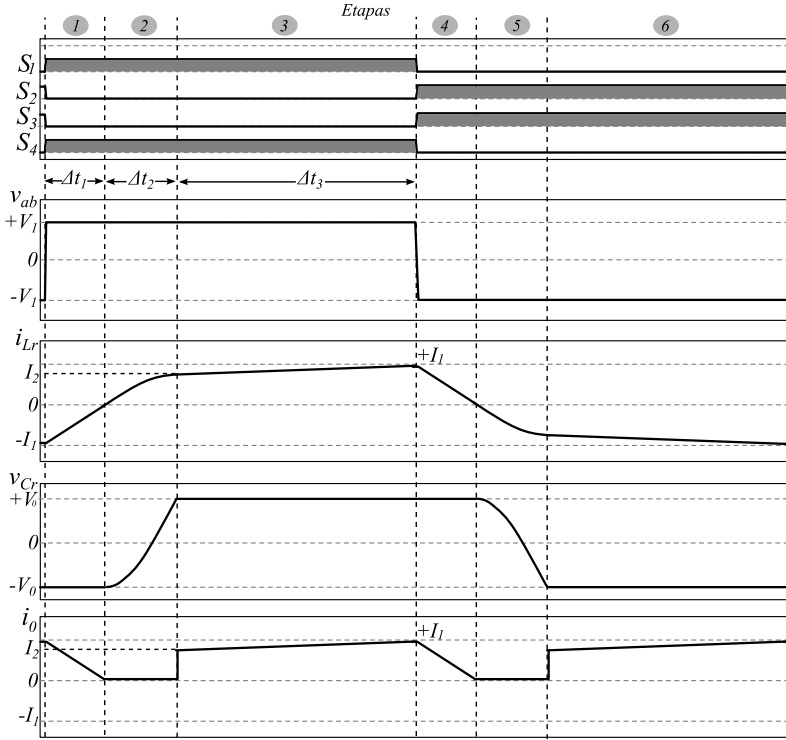


Figura 2.2 – Ilustração das formas de onda dos pulsos de comando, tensão v_{ab} , corrente i_{Lr} , tensão v_{Cr} e corrente de saída i_0 .

A corrente de saída i_0 é igual à corrente em Lr havendo, portanto, transferência de energia para a carga através dos diodos D_2 e D_3 , ressaltando-se o fato de que esta é parte da energia armazenada em Lr . Por sua vez, a energia restante armazenada em Lr retorna para a fonte de entrada, haja vista que o sentido da corrente na fonte é positivo.

A tensão no capacitor não sofre variação, permanecendo em $-V_0$. A duração desta etapa é Δt_1 .

No Plano de Fase (figura 2.4), esta etapa é representada pela linha reta vertical, variando de $-Z.I_1$ até zero, finalizada quando a corrente em Lr (e, conseqüentemente, nos diodos D_2 e D_3) atinge zero.

SEGUNDA ETAPA

está diminuindo

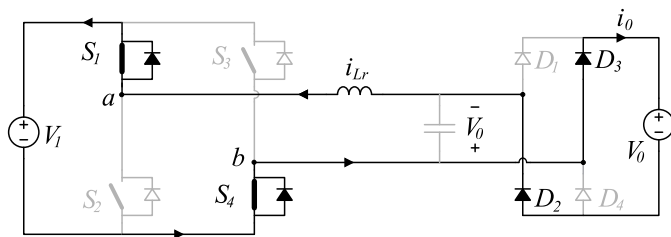


Figura 2.3 – Estado topológico na primeira etapa de funcionamento.

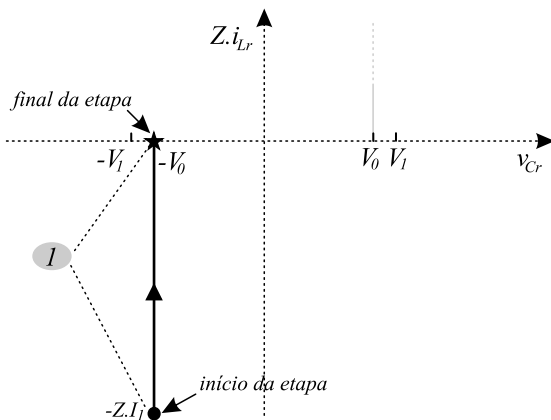


Figura 2.4 – Plano de Fase da primeira etapa de funcionamento.

A segunda etapa inicia-se quando a corrente em L_r atinge o valor zero, oriundo de um valor negativo. Neste instante a tensão em C_r ainda é $-V_0$.

Durante todo o tempo em que os transistores S_1 e S_4 estiverem acionados, a tensão sobre L_r será igual a tensão V_1 menos a tensão v_{Cr} . Na fase inicial desta etapa, a tensão v_{Cr} é igual a $-V_0$, portanto, L_r está submetido à $(V_1 + V_0)$ fazendo com que a corrente aumente no sentido inverso ao da etapa anterior.

Sabendo-se que os diodos D_2 e D_3 não admitem corrente reversa e que os diodos D_1 e D_4 estão polarizados reversamente com a tensão V_0 , a corrente inevitavelmente passará por C_r . Dada esta condição, a tensão v_{Cr} aumenta (diminuindo em módulo), fazendo com que D_2 e D_3 deixem de estar polarizados, desconectando totalmente a carga do circuito.

A figura 2.5 mostra o estado topológico da segunda etapa.

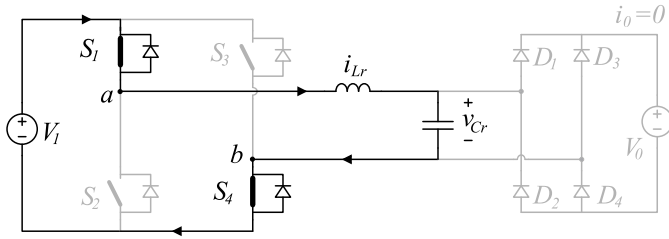


Figura 2.5 – Estado topológico na segunda etapa de funcionamento.

Nesta etapa ocorre uma ressonância entre a L_r e C_r , em que as grandezas i_{L_r} e v_{C_r} evoluem senoidalmente. No Plano de Fase, ela é representada pelo semicírculo com centro em $(V_1, 0)$, cujo raio é $(V_1 + V_0)$, posição inicial $(-V_0, 0)$ e posição final $(V_0, Z.I_2)$, conforme representado pela figura 2.6.

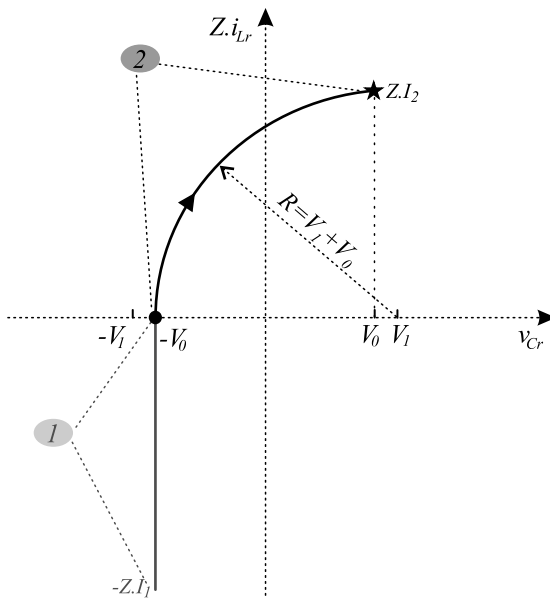


Figura 2.6 – Plano de Fase da segunda etapa de funcionamento.

A duração desta etapa é Δt_2 , com término quando a tensão v_{C_r} alcança o valor V_0 havendo, consecutivamente, a polarização dos diodos D_1 e D_4 .

É importante observar que nesta etapa, tanto o valor final (I_2)

quanto a duração da corrente (Δt_2), dependem somente dos parâmetros L_r , C_r , V_1 e V_0 , ou seja, não dependem da frequência de comutação. Salienta-se que na etapa ressonante, não há transferência de energia para a carga e, por tal razão, a energia encontra-se circulando pelo conversor (energia reativa). Quanto menor a duração desta etapa, melhor para a eficiência do conversor.

TERCEIRA ETAPA

A terceira etapa começa quando a tensão na capacitância atinge o valor V_0 . Desta forma, os diodos D_1 e D_4 polarizam-se e a corrente i_{Lr} circula novamente pela carga. O estado topológico nesta etapa está ilustrado na figura 2.7.

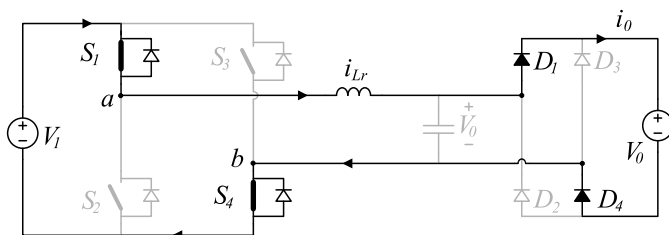


Figura 2.7 – Estado topológico na terceira etapa de funcionamento.

Neste momento, a indutância fica submetida à tensão $(V_1 - V_0)$ e a sua corrente aumenta linearmente até o valor I_1 , considerando-se, para tanto, que V_1 é maior do que V_0 . A tensão na capacitância não tem variação, uma vez que está imposta pela tensão de saída. No Plano de Fase, esta etapa é representada, na figura 2.8, pela linha reta vertical que parte em $Z.I_2$ chegando até $Z.I_1$.

A duração desta etapa é dada por Δt_3 .

QUARTA ETAPA

Esta etapa tem início quando os transistores S_2 e S_3 são acionados, sendo seu estado topológico demonstrado na figura 2.9. O funcionamento do conversor nesta etapa é igual ao da primeira etapa, porém com o sentido da corrente i_{Lr} e da tensão v_{Cr} invertidos. Assim, i_{Lr} decresce de I_1 até zero e v_{Cr} permanece constante durante toda a etapa no valor V_0 . A figura 2.10 mostra o comportamento das grandezas citadas no Plano de Fase durante esta etapa.

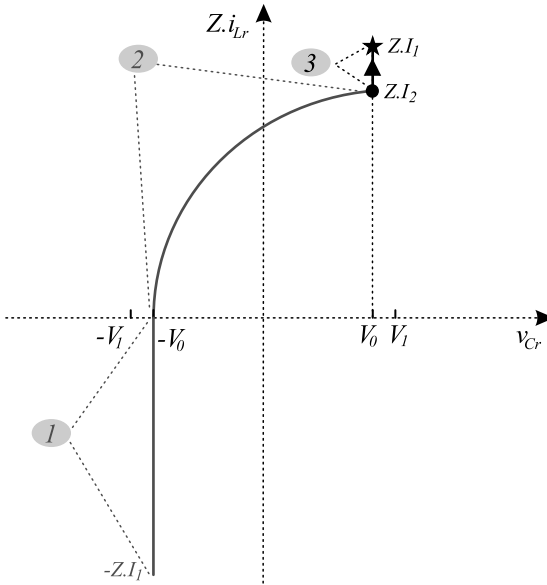


Figura 2.8 – Plano de Fase da terceira etapa de funcionamento.

QUINTA ETAPA

A quinta etapa começa quando a corrente em L_r atinge zero, oriunda de um valor positivo. Essa etapa é idêntica à etapa 2, apenas invertendo a polaridade de v_{Cr} e o sentido de i_{Lr} sendo seu estado topológico retratado pela figura 2.11 e o Plano de Fase, na figura 2.12.

SEXTA ETAPA

A sexta etapa começa quando a tensão em C_r atinge $-V_0$. Essa etapa é idêntica à etapa 3, invertendo-se, somente, a polaridade de v_{Cr} e o sentido de i_{Lr} . O estado topológico está representado na figura 2.13 e o Plano de Fase, na figura 2.14.

O término da sexta etapa acontece quando a corrente i_{Lr} atinge o valor $-I_1$, no exato instante em que ocorre o acionamento de S_1 e S_4 , dando início a um novo ciclo de comutação, com a conseqüente passagem para a primeira etapa.

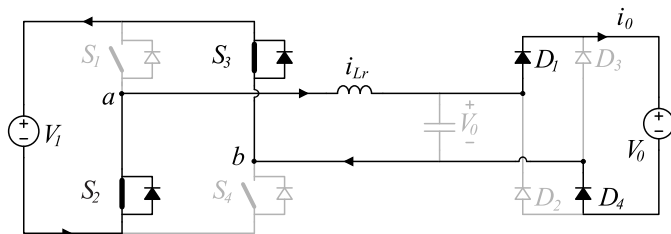


Figura 2.9 – Estado topológico na quarta etapa.

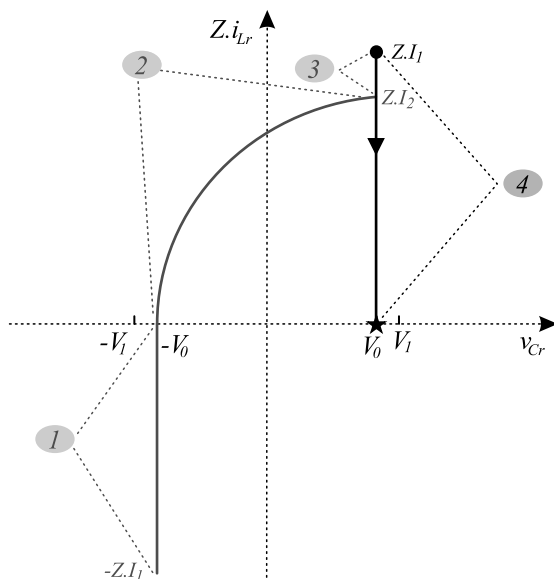


Figura 2.10 – Plano de Fase da quarta etapa de funcionamento.

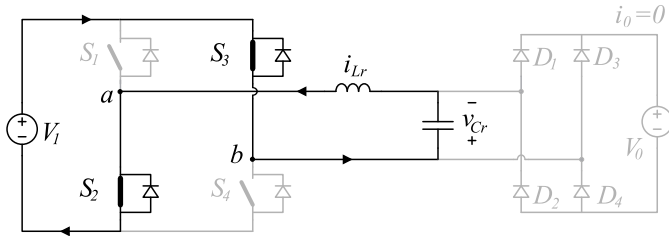


Figura 2.11 – Estado topológico na quinta etapa de funcionamento.

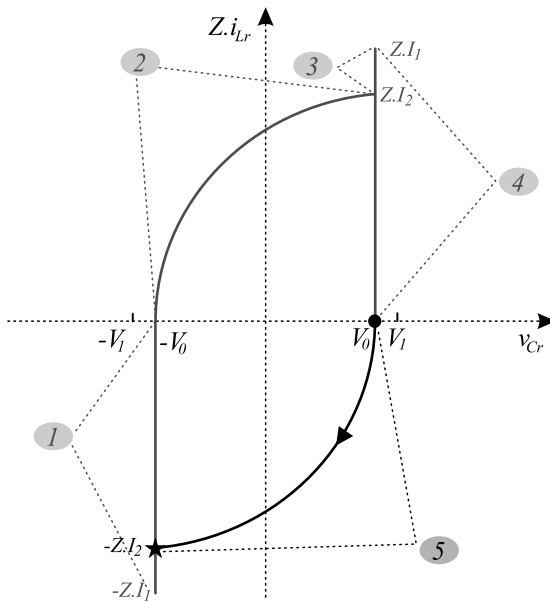


Figura 2.12 – Plano de Fase da quinta etapa de funcionamento.

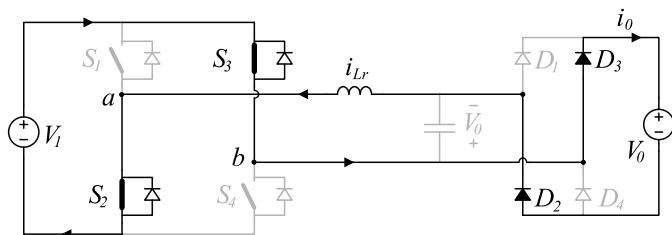


Figura 2.13 – Estado topológico na sexta etapa de funcionamento.

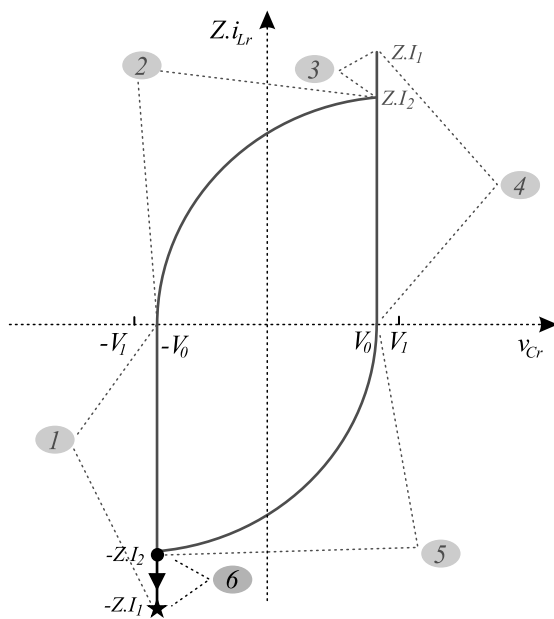


Figura 2.14 – Plano de Fase da sexta etapa de funcionamento.

2.2.2 Equacionamento

O equacionamento do conversor será feito para meio período de comutação visto que para a outra metade o seu funcionamento é idêntico.

A primeira etapa é linear, ou seja, a evolução da corrente em Lr é linear. Nessa etapa a seguinte equação é obtida:

$$\Delta t_1 = Lr \frac{I_1}{V_1 + V_0} \quad (2.6)$$

Na segunda etapa, chamada de ressonante em virtude de as grandezas i_{Lr} e v_{Cr} evoluírem de forma senoidal, apresenta as equações obtidas por meio do auxílio do Plano de Fase.

Conforme explicado na segunda etapa, a corrente em Lr evolui de zero até I_2 . No Plano de Fase, observa-se a existência de uma relação entre as grandezas V_1 , V_0 e I_2 , representadas pela figura 2.15, em que se observa a formação de um triângulo retângulo com catetos $(V_1 - V_0)$ e $(Z \cdot I_2)$, hipotenusa $(V_1 + V_0)$ e ângulo (β) .

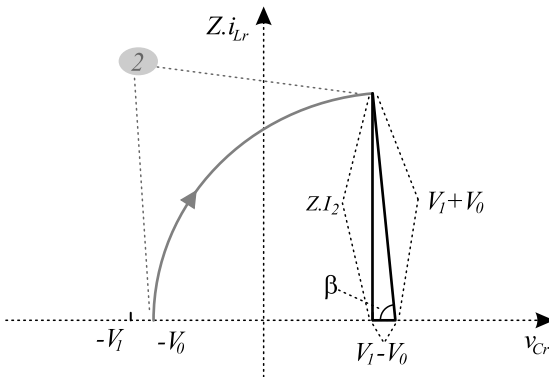


Figura 2.15 – Detalhe do Plano de Fase para da segunda etapa.

A partir do triângulo retângulo estabelecido, extraem-se as seguintes equações:

$$(V_1 - V_0)^2 + (Z \cdot I_2)^2 = (V_1 + V_0)^2 \quad (2.7)$$

$$\beta = \cos^{-1} \left(\frac{V_1 - V_0}{V_1 + V_0} \right) \quad (2.8)$$

Utilizando-se a variável q (ganho estático) e manipulando-se a equação 2.7, pode-se definir a corrente I_2 como:

$$I_2 = 2 \cdot V_1 \frac{\sqrt{q}}{\sqrt{\frac{Lr}{Cr}}} \quad (2.9)$$

Da mesma forma, Δt_2 é determinado:

$$\Delta t_2 = \sqrt{Cr \cdot Lr} \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1-q}{1+q} \right) \quad (2.10)$$

Na terceira etapa (linear), as seguintes equações são obtidas:

$$I_1 = I_2 + \frac{V_1 - V_0}{Lr} \Delta t_3 \quad (2.11)$$

$$\Delta t_3 = \frac{T_s}{2} - (\Delta t_1 + \Delta t_2) \quad (2.12)$$

Como I_2 e Δt_2 encontram-se completamente determinados pelos parâmetros do circuito, resta calcular I_1 e Δt_1 .

Com a equação resultante da substituição da equação 2.12 na equação 2.11 mais a equação 2.6, obtém-se um sistema com duas equações e duas incógnitas, cuja resolução é a seguinte:

$$\Delta t_1 = \sqrt{q} \cdot \sqrt{Cr \cdot Lr} + \frac{T_s}{4} (1-q) - \frac{\cos^{-1} \left(\frac{1-q}{1+q} \right) \cdot \sqrt{Cr \cdot Lr}}{2} \cdot (1-q) \quad (2.13)$$

$$I_1 = V_1 (q+1) \left[\frac{T_s (1-q)}{4 \cdot Lr} + \sqrt{\frac{Cr}{Lr}} \left(\sqrt{q} - \cos^{-1} \left(\frac{1-q}{1+q} \right) \cdot \frac{1-q}{2} \right) \right] \quad (2.14)$$

Em meio período de comutação, a corrente de saída é igual à corrente na indutância Lr nas etapas 1 e 3. Desta forma, seu valor médio é dado pela equação:

$$I_{o_{med}} = \frac{1}{\frac{T_s}{2}} \cdot \left(\frac{I_1 \cdot \Delta t_1}{2} + \frac{I_1 + I_2}{2} \cdot \Delta t_3 \right) \quad (2.15)$$

Substituindo-se o valor de I_1 , I_2 , Δt_1 e Δt_3 na equação 2.15, obtém-se a seguinte equação para $I_{o_{med}}$:

$$\begin{aligned}
I_{omed} = & \frac{V_1}{2} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr}} \cdot \left[2 \cdot \sqrt{q} \cdot (1+q) - \cos^{-1} \left(\frac{1-q}{1+q} \right) \cdot (1-q^2) \right] \\
& - \frac{V_1 \cdot Cr}{2 \cdot T_s} \left[4 \cdot q + 4 \cdot \sqrt{q} \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1-q}{1+q} \right) \cdot (1+q) - \cos^{-1} \left(\frac{1-q}{1+q} \right)^2 \cdot (1-q^2) \right] \\
& + \frac{T_s \cdot V_1 (1-q^2)}{8 \cdot Lr}
\end{aligned} \tag{2.16}$$

2.2.3 Parametrização da Equação da Corrente Média de Saída

A parametrização é importante para desatrelar as equações dos parâmetros físicos (como valor de indutância e capacitância) e, com isto, evidenciar a essência do funcionamento do conversor.

Para tanto, o valor base para corrente foi arbitrado, conforme segue:

$$I_{base} = \frac{V_1}{Z} = \frac{V_1}{\sqrt{\frac{Lr}{Cr}}} \tag{2.17}$$

Desta forma, a corrente parametrizada assume a forma:

$$\bar{I} = \frac{I}{I_{base}} = \frac{I}{\frac{V_1}{\sqrt{\frac{Lr}{Cr}}}} \tag{2.18}$$

Para a parametrização, faz-se uso da variável auxiliar μ_0 (definida na equação 2.5) que, ao ser desenvolvida, permite a obtenção da seguinte equação:

$$\mu_0 = \frac{f_s}{f_0} = \frac{T_0}{T_s} = \frac{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{Cr \cdot Lr}}{T_s} \tag{2.19}$$

A corrente I_1 parametrizada assume o seguinte valor:

$$\bar{I}_1 = \frac{I_1}{\frac{V_1}{\sqrt{\frac{Lr}{Cr}}}} \tag{2.20}$$

que, ao ser manipulada, utilizando-se as variáveis auxiliares, gera a seguinte expressão:

$$\overline{I_1} = \frac{\pi \cdot (1 - q^2)}{2 \cdot \mu_0} + \sqrt{q} \cdot (1 + q) - \cos^{-1} \left(\frac{1 - q}{1 + q} \right) \cdot \frac{1 - q^2}{2} \quad (2.21)$$

A corrente I_2 parametrizada é dada pela equação:

$$\overline{I_2} = 2 \cdot \sqrt{q} \quad (2.22)$$

A corrente média de saída parametrizada é expressa por:

$$\overline{I_{omed}} = \frac{I_{omed}}{I_{base}} = \frac{I_{omed}}{\frac{V_1}{Z}} = \frac{I_{omed}}{\frac{V_1}{\sqrt{\frac{Lr}{Cr}}}} \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned} \overline{I_{omed}} = & \frac{\pi(1 - q^2)}{4 \cdot \mu_0} - \frac{q \cdot \mu_0}{\pi} + \frac{\mu_0 \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1 - q}{1 + q} \right)^2 \cdot (1 - q^2)}{4 \cdot \pi} \\ & + \sqrt{q} \cdot (1 + q) - \frac{\cos^{-1} \left(\frac{1 - q}{1 + q} \right) \cdot (1 - q^2)}{2} \\ & - \frac{\sqrt{q} \cdot \mu_0 \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1 - q}{1 + q} \right) \cdot (1 + q)}{\pi} \end{aligned} \quad (2.24)$$

2.2.4 Funcionamento para $q > 1$

Sempre que $q \leq 1$, o conversor opera na forma descrita na seção 2.2.1. Este modo de operação é chamado de Modo de Condução 1 (MC1).

Na figura 2.16 é mostrada a forma de onda da corrente na indutância Lr para o caso $V_0 > V_1$. Todo o equacionamento mostrado anteriormente continua válido, visto que as etapas de funcionamento e as equações continuam as mesmas. A inversão da derivada da corrente nas etapas 3 e 6 dá-se em razão de a tensão na indutância ($V_1 - V_0$) mudar de polaridade.

A análise da figura revela que quanto maior o valor de q , maior será a inclinação da onda da corrente nas etapas 3 e 6, culminando em um ponto em que, dependendo da combinação entre q e μ_0 , a corrente se anula antes da próxima comutação. Caso isto aconteça, surge uma nova etapa (não descrita anteriormente), na qual a corrente se inverte e/ou permanece oscilando entre valores positivos e negativos devido

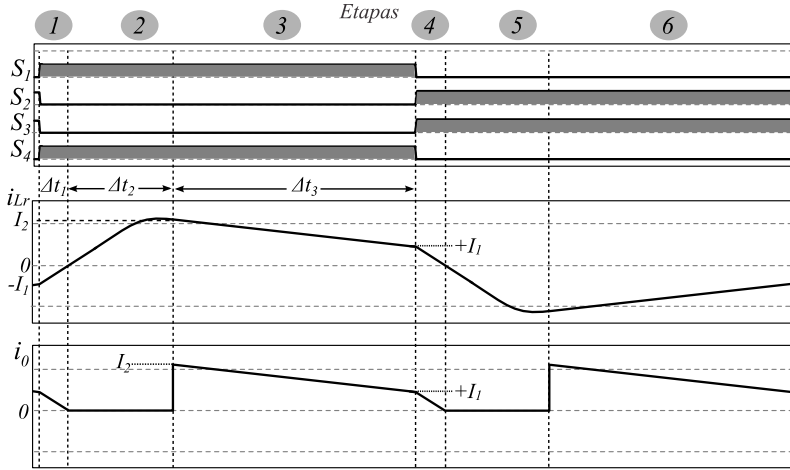


Figura 2.16 – Ilustração das correntes i_{Lr} e i_0 operando com $q > 1$, ainda no MC1.

à ressonância formada entre os elementos Cr e Lr . Nesta situação, a carga continua desconectada do circuito e a forma de operação do conversor é denominada de Modo de Condução 2 (MC2).

O estudo do MC2 para modulação em frequência está fora do escopo deste trabalho, razão pela qual não se abordarão maiores detalhes.

2.2.5 Limite entre MC1 e MC2

A condição limite entre o funcionamento em MC1 e MC2 acontece quando a corrente em Lr se anula, no exato instante em que ocorre a próxima comutação, inferindo-se que I_1 e Δt_1 assumem valores iguais a zero. Para determinar a combinação entre q e μ_0 que ocasiona tal situação, faz-se $\overline{I_1}$ igual a zero, na qual a seguinte relação entre q e μ_0 é obtida:

$$\mu_{0 \text{ crit}} = \frac{\pi \cdot (q - 1)}{2 \cdot \sqrt{q} + \cos^{-1} \left(\frac{1-q}{1+q} \right) \cdot (q - 1)} \quad (2.25)$$

Com a equação 2.25 é gerado o gráfico retratado na figura 2.17, no qual se observa que, para toda a faixa de μ_0 mostrada, os valores de

q serão sempre maiores do que um. Isto apenas demonstra matematicamente o funcionamento físico do conversor, visto que a corrente i_{Lr} pode se anular nas etapas 3 e 6 apenas se $q > 1$.

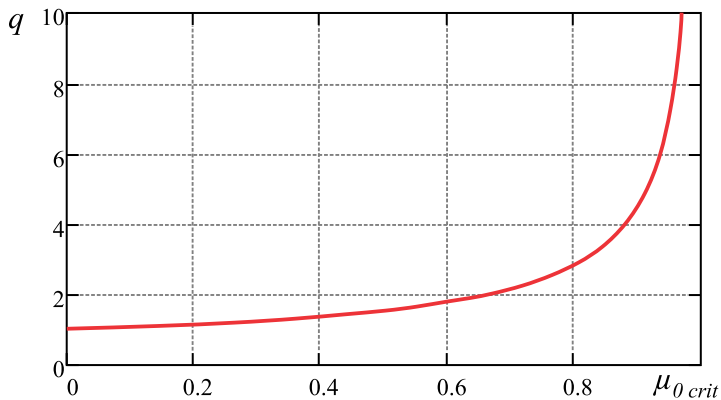


Figura 2.17 – Relação entre q e μ_0 que delimita os modos MC1 e MC2.

Resolvendo-se numericamente a equação 2.25, a tabela 3 é obtida.

Tabela 3 – Valores de q críticos para cada μ_0 e a respectiva corrente parametrizada.

μ_0	q	$\overline{I_{o_{med}}}$
0,1	1,069	0,981
0,2	1,153	0,961
0,3	1,255	0,940
0,4	1,384	0,917
0,5	1,555	0,892
0,6	1,793	0,864
0,7	2,155	0,832
0,8	2,794	0,793
0,9	4,364	0,743

A título de exemplo, para $\mu_0 = 0,2$, o valor do ganho capaz de zerar a corrente I_1 , será $q = 1,153$, conforme simulação ilustrada na figura 2.18.

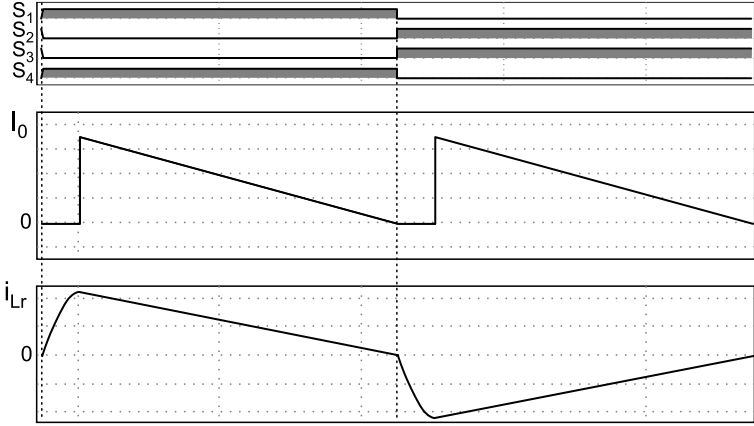


Figura 2.18 – Simulação da condição crítica para $\mu_0 = 0,2$; Parâmetros: $V_1 = 300V$, $V_0 = 345,9V$, $f_s = 50kHz$, $Cr = 8,56nF$, $Lr = 47,36\mu H$, $f_0 = 250kHz$; Resultados: $I_1 = 0A$, $I_2 = 8,65A$, $I_{omed} = 3,86A$.

2.2.6 Característica Externa do CPRST no MC1

A equação 2.24 define o comportamento do CPRST no MC1 e, a equação 2.25, a região onde ela é válida. Com base no exposto, é possível traçar-se a característica externa do conversor, ou seja, sua variação de ganho para a variação de carga, como apresentado na figura 2.19.

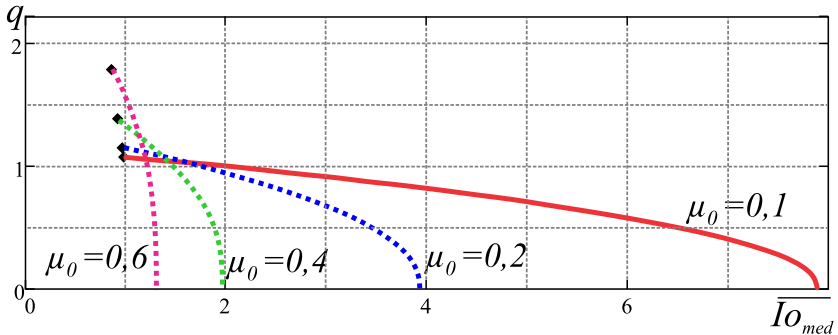


Figura 2.19 – Ganho do conversor versus $\overline{I_{omed}}$, para vários μ_0 .

A análise da característica externa do CPRST revela que para valores de μ_0 abaixo de 0,1, seu comportamento assemelha-se ao de uma fonte ideal de tensão, pois a curva é quase horizontal. Em contrapartida, para $\mu_0 > 0,6$, o comportamento é similar ao de uma fonte de corrente, visto que a corrente permanece praticamente constante para valores de tensão diferentes.

2.2.7 Máxima Corrente de Saída

A análise da característica externa do CPRST demonstra, ainda, que para qualquer valor de ganho estático, a corrente média de saída estará sempre limitada a um valor máximo, obtido quando $q \rightarrow 0$ e encontrado a partir da substituição de q por zero na equação 2.16. Como passo intermediário, verifica-se que:

$$\cos^{-1} \left(\frac{1-q}{1+q} \right) = \cos^{-1} (1) = 0 \quad (2.26)$$

Realizando-se as substituições e simplificações inerentes, o valor máximo da corrente média de saída é dado pela equação 2.27.

$$I_{o_{med}, max} = \frac{T_s \cdot V_1}{8 \cdot Lr} \quad (2.27)$$

Esta mesma equação é obtida por meio da utilização da definição de $I_{o_{med}}$ da equação 2.15, substituindo-se I_2 e Δt_2 por zero, além do próprio q nas demais equações.

A máxima corrente média de saída parametrizada, é dada pela expressão 2.28.

$$\overline{I_{o_{med}, max}} = \frac{\pi}{4 \cdot \mu_0} \quad (2.28)$$

Verifica-se que o valor máximo de $I_{o_{med}}$ depende, somente, de V_1 , Lr e f_s , pois o capacitor Cr está em curto-circuito. Outro aspecto interessante desse conversor é que, pelo fato da corrente máxima ser naturalmente limitada, o conversor se torna bastante robusto contra problemas de curto circuito na carga e também contra sobrecarga, caso todos os componentes estejam dimensionados para a corrente máxima.

2.2.8 Frequência Máxima de Comutação

A máxima frequência de comutação que mantém as mesmas etapas de funcionamento descritas anteriormente é aquela em que ocorre a comutação logo após a tensão em Cr migrar de $-V_0$ para V_0 , na primeira metade do ciclo de comutação. Neste caso, a corrente I_1 é igual a I_2 e a duração da terceira etapa (Δt_3) é zero.

As equações que definem I_2 e Δt_2 continuam as mesmas. Por outro lado, a equação que determina Δt_1 passa a ser expressa por:

$$\Delta t_1 = \frac{2 \cdot \sqrt{Cr \cdot Lr}}{1 + q} \cdot \sqrt{q} \quad (2.29)$$

Como $\Delta t_3 = 0$, o período de comutação é igual a duas vezes a soma dos tempos das etapas 1 e 2. Este tempo, chamado T_{s_min} , que define a máxima frequência de comutação, é dado por:

$$T_{s_min} = 2(\Delta t_1 + \Delta t_2) = 2\sqrt{Cr \cdot Lr} \cdot \left[\frac{2\sqrt{q}}{1+q} + \cos^{-1} \left(\frac{1-q}{1+q} \right) \right] \quad (2.30)$$

Uma vez obtida a equação que deixa em evidência a máxima frequência de comutação, ao se dividir a mesma pela frequência natural de oscilação, encontra-se o máximo valor da variável μ_0 (chamado μ_{0_max}), que mantém as etapas de operação outrora mencionadas. Com isto, estabelece-se uma relação entre q e μ_0 , conforme define a equação 2.31.

$$\mu_{0_max} = \frac{1}{T_{s_min} \cdot f_0} = \frac{\pi}{\frac{2\sqrt{q}}{1+q} + \cos^{-1} \left(\frac{1-q}{1+q} \right)} \quad (2.31)$$

A variação de μ_{0_max} com a variação de q , é observada no gráfico da figura 2.20.

A corrente média de carga, por sua vez, pode ser calculada utilizando-se a seguinte relação:

$$I_{Omed} = \frac{1}{T_{s_min}} \cdot \left(\frac{I_1 \cdot \Delta t_1}{2} \right) \quad (2.32)$$

que, ao ser expandida, origina:

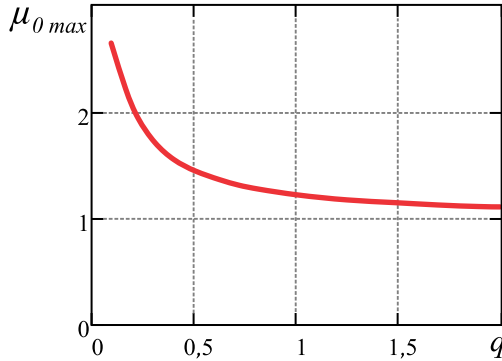


Figura 2.20 – Variação de μ_{0_max} para variação de q .

$$I_{omed} = 2\sqrt{\frac{Cr}{Lr}} \cdot \frac{V_1 \cdot q}{2\sqrt{q} + (q+1) \cdot \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right)} \quad (2.33)$$

Na figura 2.21 são apresentadas as formas de onda para o conversor operando na frequência máxima, em que as equações deduzidas são válidas.

2.2.9 Corrente de Saída com a Tensão Constante

A figura 2.22 revela o comportamento do CPRST, quando este opera em malha fechada com controle da tensão de saída por meio da variação da frequência de comutação, para diversos valores de ganho.

Observa-se, ainda em conformidade à figura mencionada, que para valores de ganho maiores do que um, o comportamento do CPRST sofre uma inflexão com o aumento da frequência de comutação. Infere-se, com base no exposto, que uma técnica de controle linear não traria resultados satisfatórios no caso de o ponto de operação cair na inflexão da curva. Por outro lado, para valores de ganho menores do que um, apesar da não linearidade da curva, esta apresenta significativa parcela praticamente linear e, desta forma, o controle com técnicas lineares é facilitado.

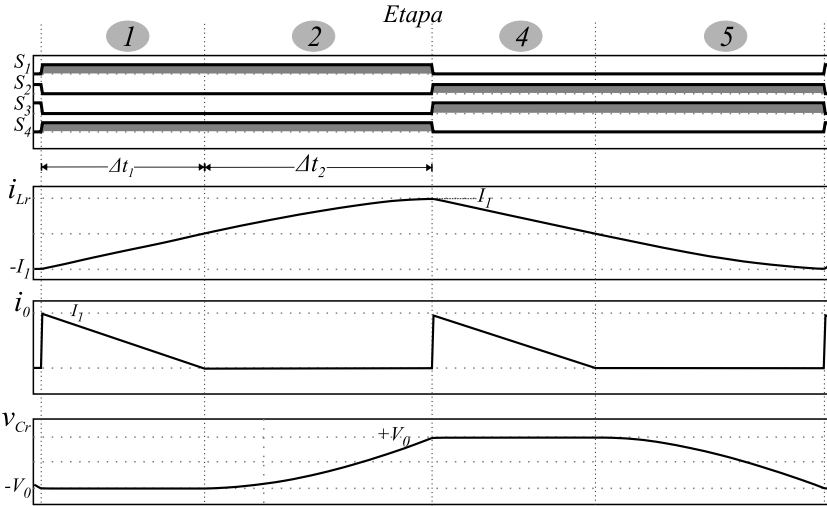


Figura 2.21 – Ilustração das formas de onda i_{Lr} , i_0 e v_{Cr} funcionando na frequência máxima.

2.3 CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS COMPONENTES

Como em todos os projetos, os componentes devem ser dimensionados para a situação de maior esforço. Na estrutura *Full-Bridge*, os transistores da ponte estão submetidos à tensão do barramento CC. Portanto, tem-se:

$$V_{S_max} = V_1 \quad (2.34)$$

Os diodos da saída, por sua vez, estão submetidos à tensão da saída. Assim, define-se:

$$V_{D_max} = V_0 \quad (2.35)$$

A maior tensão a qual a indutância Lr está submetida, refere-se ao somatório da tensão de entrada com a tensão de saída. Logo:

$$V_{Lr_max} = V_1 + V_0 \quad (2.36)$$

Para o cálculo das correntes nos transistores da ponte, faz-se necessário segregar a corrente que circula pelo canal do *MOSFET* daquela que circula pelo diodo intrínseco em antiparalelo, objetivando facilitar

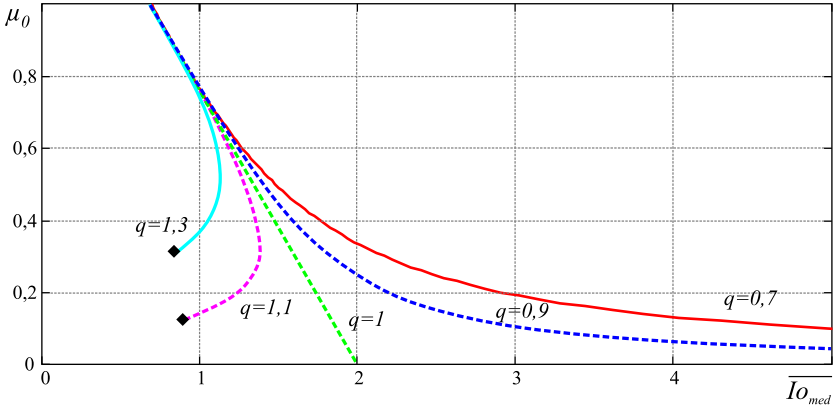


Figura 2.22 – Característica $\overline{I_{o_{med}}} \times \mu_0$ com tensão de saída constante para vários valores de q .

o cálculo da potência dissipada.

Os diodos em antiparalelo com os transistores conduzem corrente somente durante a etapa 1 (S_1 e S_4) e etapa 4 (S_3 e S_2). Desta forma, as correntes média e eficaz dos mesmos são calculadas pelas seguintes equações:

$$I_{DS_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{I_1 \cdot \Delta t_1}{2} \quad (2.37)$$

$$I_{DS_ef} = I_1 \cdot \sqrt{\frac{\Delta t_1}{3 \cdot T_s}} \quad (2.38)$$

Os transistores, por sua vez, conduzem a corrente durante as etapas 2 e 3 (S_1 e S_4), bem como as etapas 5 e 6 (S_3 e S_2). A corrente evolui de forma senoidal durante a etapa 2 (e 5), entretanto, por simplicidade, a mesma será aproximada por uma reta que origina a equação 2.39, definindo-se a corrente nas etapas citadas:

$$i_S(t) = \begin{cases} \frac{I_2}{\Delta t_2} \cdot t & \text{para a segunda etapa} \\ I_2 + \frac{I_1 - I_2}{\Delta t_3} \cdot t & \text{para a terceira etapa} \end{cases} \quad (2.39)$$

As correntes média e eficaz no canal do *MOSFET* são dadas pelas seguintes equações:

$$I_{S_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{I_2 \cdot \Delta t_2}{2} + \left(\frac{I_2 + I_1}{2} \right) \cdot \Delta t_3 \right] \quad (2.40)$$

$$I_{S_ef} = \sqrt{\frac{I_2^2 \cdot \Delta t_2 + (I_1^2 + I_1 \cdot I_2 + I_2^2) \cdot \Delta t_3}{3 \cdot T_s}} \quad (2.41)$$

No retificador de saída, durante a primeira metade do período de comutação, a corrente circula nas etapas 1 e 3 e, nas etapas 4 e 6, na segunda metade. Desta forma, as correntes médias e eficazes são definidas pelas equações a seguir:

$$I_{D_retif_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{I_1 \cdot \Delta t_1}{2} + \left(\frac{I_2 + I_1}{2} \right) \cdot \Delta t_3 \right] \quad (2.42)$$

$$I_{D_retif_ef} = \sqrt{\frac{I_1^2 \cdot \Delta t_1 + (I_1^2 + I_1 \cdot I_2 + I_2^2) \cdot \Delta t_3}{3 \cdot T_s}} \quad (2.43)$$

O valor de pico da corrente que passa pelo *MOSFETs*, pelo indutor de ressonância e pelos diodos da ponte retificadora de saída é a corrente I_1 , quando $q < 1$, ou I_2 , caso $q > 1$.

2.4 ESTUDO DA COMUTAÇÃO

Para a modulação em frequência, a comutação é do tipo ZVS nos dois braços. A figura 2.23 ilustra a transição da etapa 6 para a etapa 1. Nela estão mostrados capacitores em paralelo com os transistores, que podem ser intrínsecos dos *MOSFETs*, capacitores externos ou, ainda, a soma de ambos. No final da etapa 6, a corrente está passando pelos transistores S_3 e S_2 , alcançando seu valor máximo quando ocorre a comutação. Seus respectivos capacitores de comutação estão descarregados e, por consequência, os capacitores dos transistores complementares estão carregados com a tensão V_1 .

No instante posterior à comutação, a corrente em L_r mantém-se constante, sendo totalmente transferida para os transistores S_1 e S_4 , passando primeiramente pelos capacitores de comutação, descarregando-os. Nos transistores complementares, os capacitores de comutação são carregados com a mesma tensão e, desta forma, realizando uma transição suave da corrente de um transistor para o seu complementar.

A duração do tempo morto tem que obedecer à equação 2.44, contudo, em razão de I_1 ser relativamente grande, esta restrição é facilmente atendida.

$$t_{\text{morto}} \geq \frac{2 \cdot C \cdot V_1}{I_1} \quad (2.44)$$

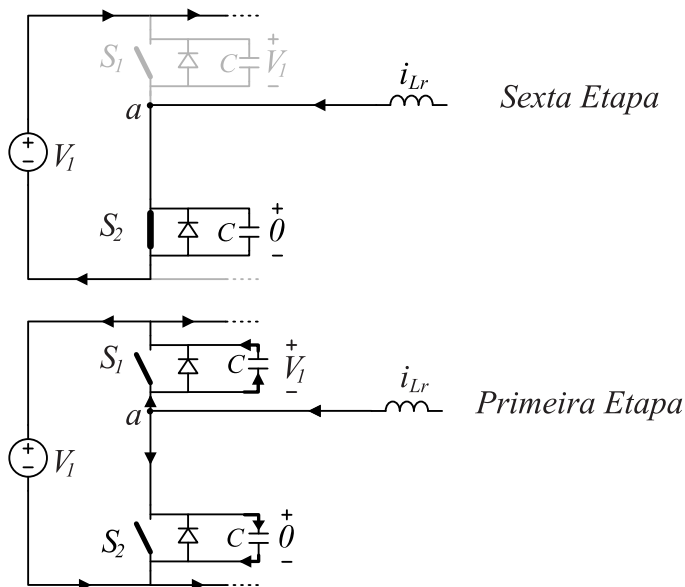


Figura 2.23 – Instante da comutação.

2.5 PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO

Nesta seção é apresentado um procedimento para o cálculo dos parâmetros C_r e L_r , assim como um exemplo de projeto que o valide. As especificações do exemplo são:

- Potência de saída: 1.000W;
- Tensão de entrada: 300V.

A tensão de saída não é especificada devido ser determinada pela relação de transformação do transformador.

PRIMEIRO PASSO

O primeiro passo consiste em escolher o valor do ganho do Circuito Simplificado². Neste exemplo, escolheu-se $q = 0,7$ para que a variação da corrente em função da mudança da frequência de comutação seja mais suave, conforme ilustra a figura 2.24.

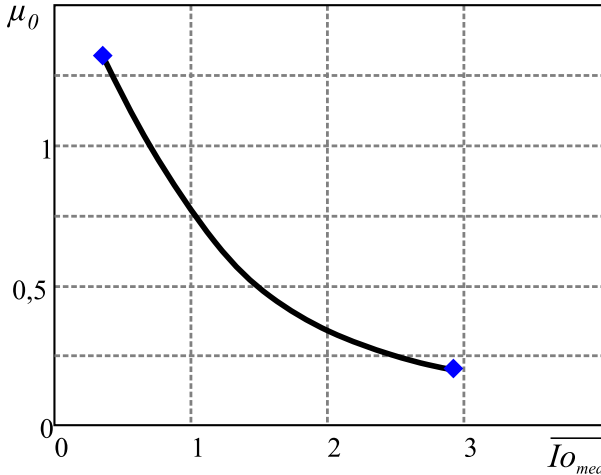


Figura 2.24 – Característica $\overline{I_{o_{med}}} \times \mu_0$ com tensão de saída constante para $q = 0,7$ e $0,2 < \mu_0 < 1,32$.

SEGUNDO PASSO

Para o valor de q escolhido, a maior potência de saída é conseguida na frequência mais baixa, ou seja, para o menor valor de μ_0 . Desta forma, o próximo passo é escolher o μ_0 para a situação de carga máxima. Neste exemplo, escolheu-se $\mu_0 = 0,2$.

TERCEIRO PASSO

O terceiro passo trata da escolha da frequência de comutação para a carga máxima. Neste caso, escolheu-se $f_s = 20kHz$ para que a mínima frequência de operação fique acima da frequência audível.

QUARTO PASSO

O quarto passo representa o cálculo da frequência natural de oscilação (f_0) por meio da equação 2.5:

²O Circuito Simplificado está mostrado na figura 2.1.

$$\mu_0 = \frac{f_s}{f_0} \Rightarrow 0,2 = \frac{20kHz}{f_0} \Rightarrow f_0 = \frac{20kHz}{0,2} \Rightarrow f_0 = 100kHz$$

QUINTO PASSO

Cálculo da corrente média de saída (I_{omed}) e corrente média de saída parametrizada ($\overline{I_{omed}}$) é observado no quinto passo. O valor de I_{omed} é calculado da seguinte forma:

$$I_{omed} = \frac{P}{q \cdot V_1} = \frac{1000}{0,7 \cdot 300} = 4,76A$$

e $\overline{I_{omed}}$ pode ser calculado por meio da equação 2.24.

$$\overline{I_{omed}} = 2,915$$

SEXTO PASSO

O sexto passo almeja calcular os parâmetros Lr e Cr . Por meio das equações 2.1 e 2.23 é gerado um sistema com duas equações e duas incógnitas, cujo resultado é expresso por:

$$Lr = \frac{V_1 \cdot \overline{I_{omed}}}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot I_{omed}} \quad (2.45)$$

$$Cr = \frac{I_{omed}}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \overline{I_{omed}} \cdot V_1} \quad (2.46)$$

Utilizando-se as equações 2.45 e 2.46, obtêm-se os valores abaixo para Cr e Lr :

$$Lr = 292,2\mu H$$

$$Cr = 8,67nF$$

Adicionalmente, observa-se pela figura 2.20 que o CPRST mantém as mesmas etapas de operação até o valor aproximado de $\mu_0 = 1,3$. Para este valor de μ_0 e, mantendo-se o valor de $q = 0,7$, a equação 2.24 retorna ao valor de $\overline{I_{omed}} = 0,36$, representa somente 12% da corrente nominal de saída. Tais valores estão graficamente tratados na figura 2.24.

A figura 2.25 retrata as principais formas de onda obtidas de uma simulação de um CPRST, funcionando com os parâmetros projetados.

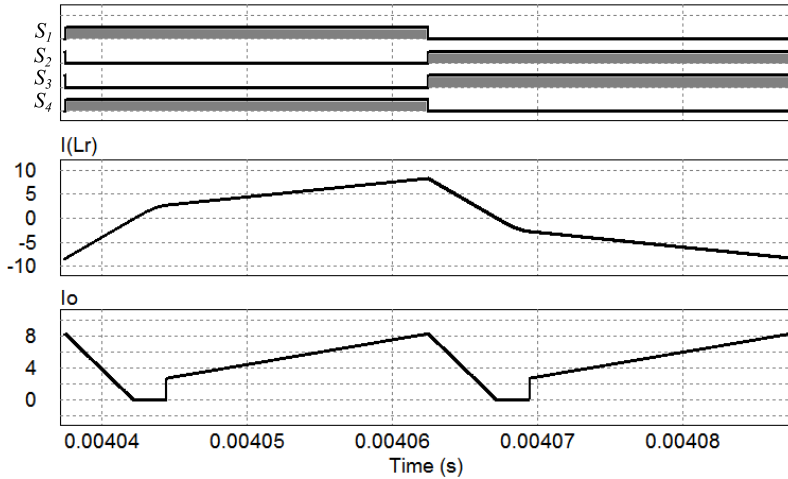


Figura 2.25 – Formas de onda i_{Lr} e i_o da simulação utilizando os parâmetros calculados no exemplo de projeto.

Os valores de I_2 e I_1 podem ser calculados pelas equações 2.9 e 2.14, valores estes comprovados por simulação, cujos valores são:

$$I_2 = 2,734A$$

$$I_1 = 8,289A$$

Obtém-se a comutação ZVS com o auxílio de capacitores em paralelo com os transistores, cujo valor típico de capacitância é $2nF$. Utilizando-se tais parâmetros, a comutação ZVS ocorrerá caso o tempo morto atenda a relação estabelecida pela equação 2.44:

$$t_{morto} \geq \frac{2 \cdot C \cdot V_1}{I_1} \implies t_{morto} \geq \frac{2 \cdot 2nF \cdot 300}{8,29} \implies t_{morto} \geq 146ns$$

A figura 2.26 mostra uma comutação de uma simulação com os parâmetros supracitados e tempo morto de $200ns$.

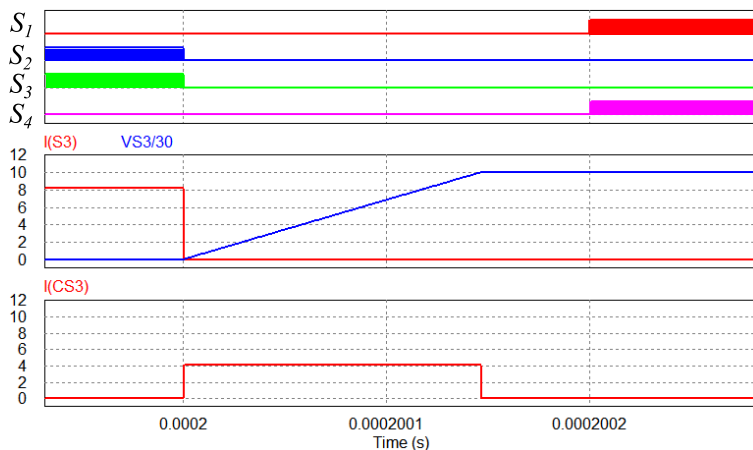


Figura 2.26 – Formas de onda de corrente e tensão sobre o transistor e capacitor na comutação.

2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou o estudo do CPRST funcionando com modulação em frequência, para valores de μ_0 abaixo de um. Verificou-se que para $\mu_0 \leq 0,2$, o CPRST tem um comportamento natural semelhante ao de uma fonte de tensão e uma grande faixa de operação no MC1. Para valores de μ_0 maiores do que 0,6, o comportamento do CPRST assemelha-se, no entanto, a uma fonte de corrente e a faixa de operação no MC1 diminui.

Embora o CPRST possa operar com ganho maior do que um, fato este considerado interessante por diminuir a relação de transformação do transformador, o comportamento altamente não linear e a faixa estreita de operação no MC1 podem comprometer esta abordagem. Além disso, a corrente I_1 , responsável pela comutação, fica naturalmente menor, podendo levar a casos de comutação dissipativa.

3 ANÁLISE DO CPRST COM MODULAÇÃO \tilde{P} *PHASE-SHIFT*

O presente capítulo mostra o estudo do CPRST operando com modulação *Phase-Shift*. Primeiramente, são mostradas as definições de *Phase-Shift* e Razão Cíclica (D) para o CPRST, surgindo, assim, dois modos de funcionamento: o Modo de Condução 1 (MC1) e o Modo de Condução 2 (MC2). A explicação das etapas de funcionamento e a forma de equacionamento serão iguais às utilizadas no capítulo 2, cujo objetivo final será encontrar a característica externa do conversor. Em seguida, serão apresentados o estudo da comutação e um procedimento para o projeto de um dos parâmetros do circuito ressonante (Lr ou Cr), quando o outro for fixo, juntamente com um exemplo de projeto que o valide.

3.1 MODULAÇÃO \tilde{P} *PHASE-SHIFT*

A modulação *Phase-Shift* é um tipo de modulação aplicada aos conversores em ponte completa (ou ponte H) onde cada braço possui razão cíclica de 50%, havendo, ainda, atraso na aplicação dos pulsos entre os dois braços, o que faz com que a tensão eficaz entre suas saídas seja variável. Ademais, outro aspecto importante em relação à modulação *Phase-Shift* é que o valor médio da tensão v_{ab} é sempre zero.

3.2 DEFINIÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA D

Considerando-se o CPRST, a modulação *Phase-Shift* faz com que os pulsos de comando entre os dois braços estejam defasados de um ângulo que varia entre 0° e 180° . Caso a defasagem seja 0° , $D = 0$, por outro lado, caso a defasagem seja 180° , $D = 1$.

Quando D é menor do que um, a tensão v_{ab} possui três níveis diferentes (V_1 , 0 e $-V_1$) e não somente os níveis V_1 e $-V_1$, presentes quando $D = 1$. Quanto menor o valor de D , maior o tempo em que a tensão v_{ab} é zero. Desta forma, o valor de D controla diretamente o valor da tensão eficaz entre os pontos a e b , de acordo com a equação 3.1.

$$v_{ab_ef} = \sqrt{D} \cdot V_1 \quad (3.1)$$

3.3 MODOS DE FUNCIONAMENTO

Quando o conversor está operando com $D = 1$, as etapas de funcionamento do CPRST, operando com modulação *Phase-Shift*, são as mesmas da modulação em frequência. Porém, a operação com razão cíclica máxima somente acontecerá em situações atípicas, implicando que o funcionamento normal do conversor se dê com $D < 1$.

Sempre que D for menor do que um, a tensão v_{ab} permanece em zero por alguns instantes, nos quais a indutância de ressonância fica submetida apenas à tensão da capacitância v_{Cr} , sendo que a mesma sempre está com uma polaridade tal que faz a corrente na indutância diminuir (em módulo), podendo chegar a zero antes da próxima comutação. Entretanto, supondo-se que a corrente em Lr não diminua tanto e não chegue a zero, o conversor estará operando no chamado Modo de Condução 1 (MC1) e apresentará 8 etapas de funcionamento, sendo apenas 2 etapas ressonantes. Caso a corrente atinja zero antes da próxima comutação, o conversor está operando no chamado Modo de Condução 2 (MC2), apresentando 8 etapas de funcionamento, porém com 4 etapas ressonantes. Em geral, para $q < 1$ e para valores de D próximos a um, o CPRST opera no MC1.

3.4 FUNCIONAMENTO PARA $D < 1$ E MC1

O funcionamento do CPRST será apresentado primeiramente para $q < 1$ e Modo de Condução 1 (MC1). As principais formas de onda para estas condições estão mostradas na figura 3.1.

3.4.1 Etapas de funcionamento

Quando a razão cíclica assume um valor menor que um, surge uma nova etapa de operação no CPRST, em que a tensão v_{ab} é igual a zero e não há transferência de energia da fonte para o restante do circuito, pois a corrente nela é zero.

A descrição das etapas está estruturada de forma que, em meio ciclo de operação, as três primeiras etapas são iguais àquelas observadas para a modulação em frequência (capítulo 2) e, por fim, tem-se a etapa onde $v_{ab} = 0$.

PRIMEIRA ETAPA

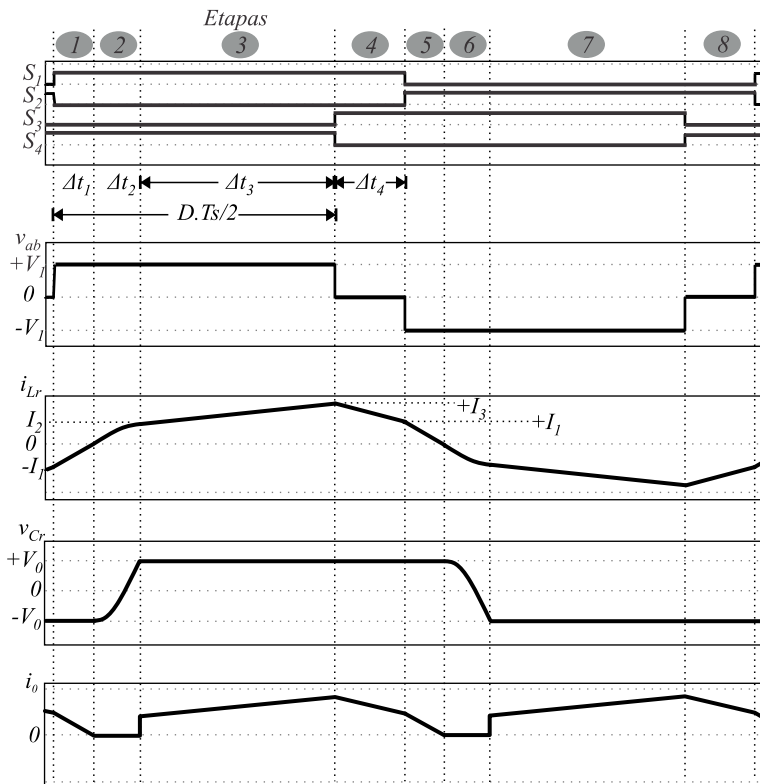


Figura 3.1 – Ilustração das formas de onda v_{ab} , i_{Lr} , v_{Cr} e i_o para a modulação Phase-Shift com $D < 1$ e $q < 1$.

A primeira etapa de funcionamento começa quando o transistor S_1 é acionado (S_4 estava anteriormente acionado), sendo seu estado topológico demonstrado na figura 3.2. As condições iniciais desta etapa são: $i_{Lr} = -I_1$ e $v_{Cr} = -V_0$. Como a corrente em S_1 e S_4 é negativa, a mesma passa pelos diodos em antiparalelo¹.

¹No caso do transistor ser um *MOSFET*, a corrente também passará pelo canal caso o mesmo esteja comandado.

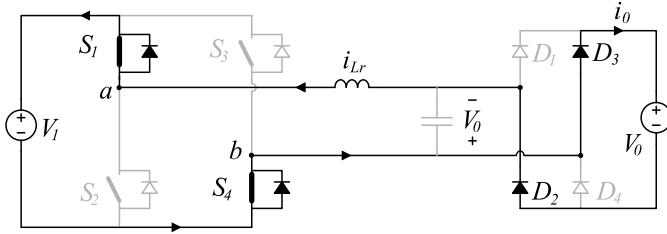


Figura 3.2 – Estado topológico na primeira etapa.

Nesta etapa, a tensão sobre a indutância Lr é igual a $(V_1 + V_0)$ e sua corrente aumenta (diminui em módulo) linearmente de $-I_1$ até zero.

A corrente de saída i_0 é igual a corrente em Lr havendo, portanto, transferência de energia para a carga por meio dos diodos D_2 e D_3 . Esta energia é parte da energia armazenada em Lr e, a outra parcela, retorna para a fonte de entrada em razão de o sentido da corrente na fonte ser positivo.

A tensão no capacitor não sofre variação, logo, permanece em $-V_0$. A duração desta etapa é Δt_1 .

A finalização da etapa ocorre quando a corrente em Lr atinge zero e, assim, é representada no Plano de Fase (figura 3.3) pela linha reta vertical que vai de $-Z.I_1$ até zero.

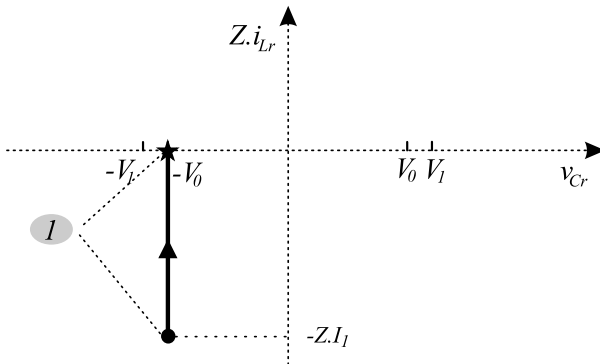


Figura 3.3 – Plano de Fase da primeira etapa de funcionamento.

SEGUNDA ETAPA

A segunda etapa tem início quando a corrente em Lr (e nos diodos D_2 e D_3) atinge o valor zero, oriundo de um valor negativo. Nesse instante a tensão em Cr ainda é $-V_0$.

Durante o tempo de acionamento dos transistores S_1 e S_4 , a tensão sobre Lr será $(V_1 - v_{Cr})$. Como no início da segunda etapa o valor de v_{Cr} é $-V_0$, então Lr está submetido à $(V_1 + V_0)$, aumentando a corrente, agora, em sentido positivo.

Como os diodos D_2 e D_3 não admitem corrente reversa e os diodos D_1 e D_4 estão polarizados reversamente com a tensão V_0 , a corrente inevitavelmente passará por Cr , implicando no aumento (diminuição em módulo) da tensão v_{Cr} e fazendo com que D_2 e D_3 deixem de estar polarizados, desconectando totalmente a carga do circuito.

A figura 3.4 retrata o estado topológico da segunda etapa. Nela fica evidenciado o circuito ressonante com formado pelos elementos V_1 , Lr e Cr .

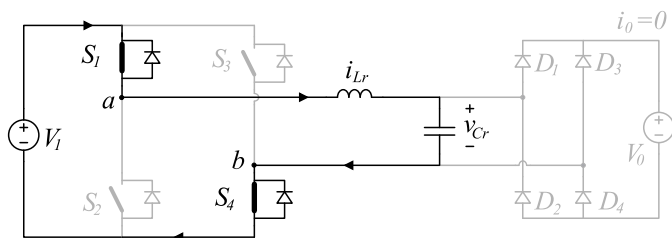


Figura 3.4 – Estado topológico na segunda etapa de funcionamento.

Nesta etapa ocorre uma ressonância entre Lr e Cr , de forma que as grandezas i_{Lr} e v_{Cr} evoluem senoidalmente, representada no Plano de Fase pelo semicírculo, cujo raio é $(V_1 + V_0)$, com posição inicial $(-V_0, 0)$, centro em $(V_1, 0)$ e posição final $(V_0, Z.I_2)$, conforme ilustra a figura 3.5.

A duração desta etapa é Δt_2 e seu término dado quando a tensão v_{Cr} atinge V_0 , com conseqüente polarização dos diodos D_1 e D_4 .

Importa observar que, nesta etapa, tanto o valor final da corrente (I_2) quanto sua duração (Δt_2) dependem exclusivamente dos parâmetros Lr , Cr , V_1 e V_0 , ou seja, independem da frequência de comutação.

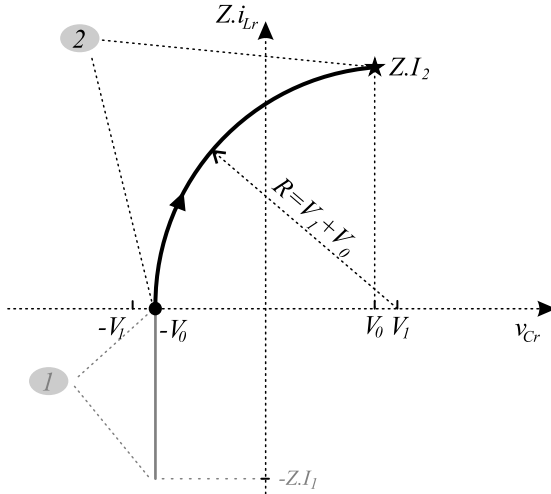


Figura 3.5 – Plano de Fase da segunda etapa de funcionamento.

TERCEIRA ETAPA

A terceira etapa começa quando a tensão na capacitância atinge o valor V_0 . Desta forma, os diodos D_1 e D_4 ficam polarizados e a corrente i_{Lr} circula novamente pela carga, sendo seu estado topológico apresentado na figura 3.6.

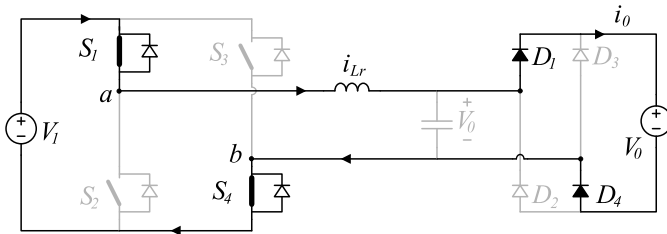


Figura 3.6 – Estado topológico na terceira etapa.

Nesta etapa, a indutância fica submetida à tensão $(V_1 - V_0)$ e sua corrente aumenta linearmente até o valor I_3 , em decorrência de V_1 ser maior do que V_0 . A tensão em Cr não tem variação, pois está imposta pela tensão de saída. No Plano de Fase, esta etapa é representada pela linha reta vertical que vai de $Z \cdot I_2$ até $Z \cdot I_3$, conforme a figura 3.7.

A duração desta etapa é Δt_3 .

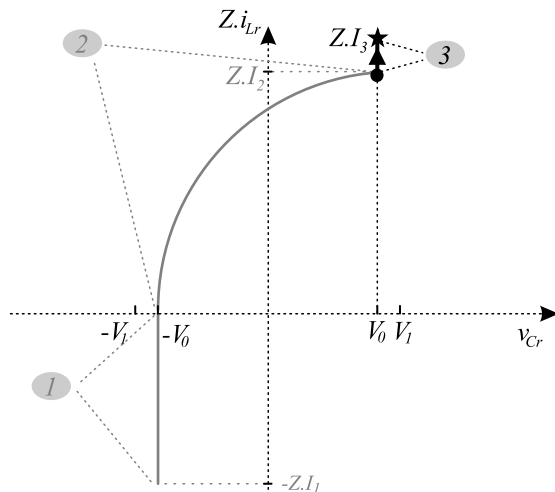


Figura 3.7 – Plano de Fase da terceira etapa de funcionamento.

QUARTA ETAPA

A quarta etapa tem início quando o transistor S_3 é acionado, estando seu estado topológico retratado na figura 3.8. Neste caso, a tensão v_{ab} é igual a zero e a indutância L_r submetida à tensão $-V_0$, que é a tensão da carga e também de C_r . Assim, a corrente i_{L_r} diminui de I_3 até I_1 . A duração desta etapa é Δt_4 . A corrente de carga é igual a corrente i_{L_r} e a tensão v_{C_r} , por sua vez, permanece em V_0 .

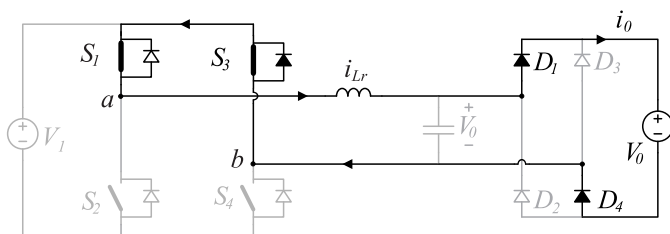


Figura 3.8 – Estado topológico na quarta etapa.

No Plano de Fase, esta etapa é representada por uma linha vertical decrescente, iniciada em $Z.I_3$ indo até $Z.I_1$, conforme demonstra a figura 3.9. Convém observar que a corrente I_1 é a mesma corrente inicial da primeira etapa, a menos do sinal contrário.

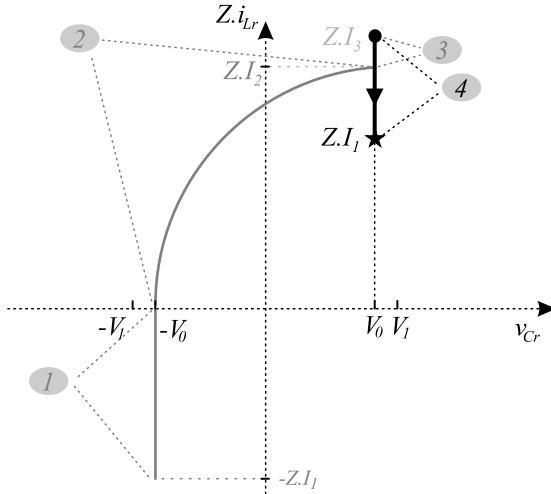


Figura 3.9 – Plano de Fase da quarta etapa de funcionamento.

QUINTA ETAPA

A quinta etapa tem início quando o transistor S_2 é acionado. Como o transistor S_3 encontrava-se acionado anteriormente, a tensão v_{ab} é igual a $-V_1$. Esta etapa é análoga à primeira, apresentando como diferença apenas a inversão dos sentidos de corrente e polaridade das tensões. O estado topológico está representado na figura 3.10 e, da mesma forma que na primeira etapa, esta se finaliza quando a corrente em Lr é anulada.

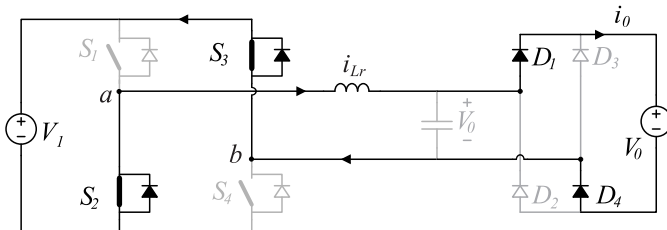


Figura 3.10 – Estado topológico na quinta etapa.

SEXTA ETAPA

A sexta etapa é análoga à segunda, apresentando como distinção, também, os sentidos invertidos das correntes e polaridade das tensões. Inicia-se quando a corrente em Lr se anula e é finalizada quando a tensão em Cr atinge o valor $-V_0$. O estado topológico está ilustrado na figura 3.11.

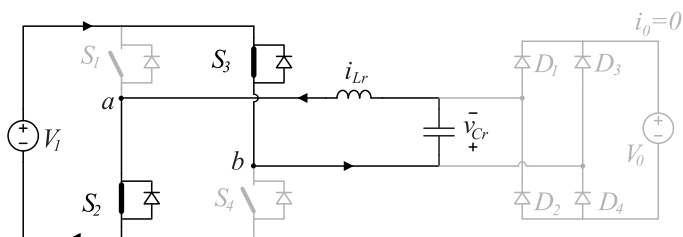


Figura 3.11 – Estado topológico na sexta etapa.

SÉTIMA ETAPA

A sétima etapa é análoga à terceira etapa, ainda que possua os sentidos de corrente e tensões invertidos. Esta etapa inicia-se quando a tensão em Cr atinge o valor $-V_0$ e é finalizada quando o transistor S_4 é acionado. Seu estado topológico está representado na figura 3.12.

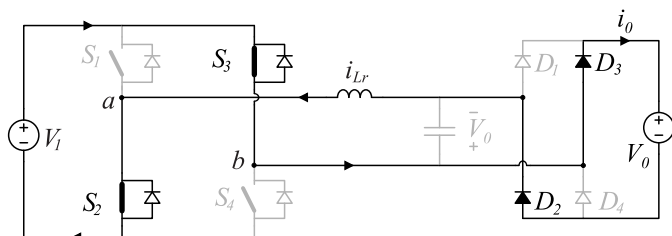


Figura 3.12 – Estado topológico na sétima etapa.

OITAVA ETAPA

A oitava etapa é, em sequência, análoga à quarta etapa, havendo a inversão dos sentidos de corrente e tensões. Esta etapa tem início quando o transistor S_4 é acionado e, finalizada, quando acionado o transistor S_1 . O estado topológico pode ser observado por meio da figura 3.13.

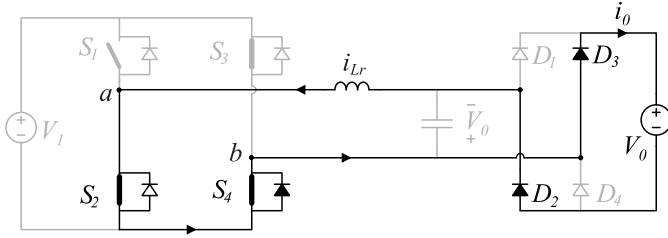


Figura 3.13 – Estado topológico na oitava etapa.

O Plano de Fase completo de todas as etapas está mostrado na figura 3.14.

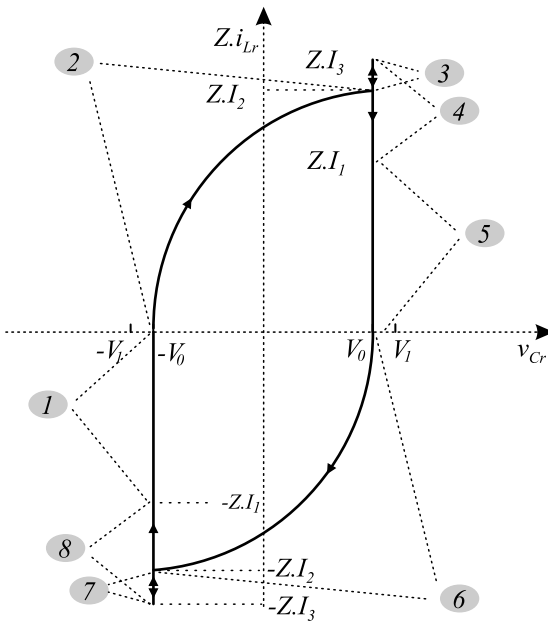


Figura 3.14 – Plano de Fase completo para modulação Phase-Shift operando no MC1.

3.4.2 Equacionamento

A metodologia empregada para equacionar esta forma de funcionamento é equivalente àquela apresentada no capítulo anterior. Assim, todo o equacionamento será feito para meio período de comutação, haja vista que para a outra metade o funcionamento do conversor é idêntico.

A primeira etapa é linear, ou seja, a evolução da corrente em Lr é linear, sendo obtida a seguinte equação:

$$\Delta t_1 = Lr \frac{I_1}{V_1 + V_0} \quad (3.2)$$

A segunda etapa é denominada ressonante devido às grandezas i_{Lr} e v_{Cr} evoluírem de forma senoidal, podendo-se obter, com auxílio do Plano de Fase, as equações.

Conforme explicado na segunda etapa, a corrente em Lr evolui de zero até I_2 , observando-se, no Plano de Fase, a existência de uma relação entre as grandezas V_1 , V_0 e I_2 , detalhada na figura 3.15 em razão de formarem um triângulo retângulo com catetos $(V_1 - V_0)$ e $(Z \cdot I_2)$, hipotenusa $(V_1 + V_0)$ e ângulo β .

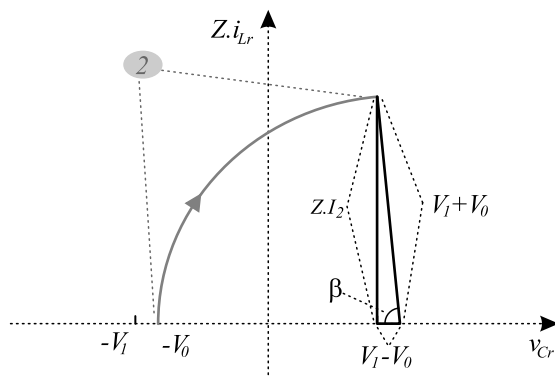


Figura 3.15 – Detalhe do Plano de Fase para da segunda etapa.

A partir deste triângulo, extraem-se as seguintes equações:

$$(V_1 - V_0)^2 + (Z \cdot I_2)^2 = (V_1 + V_0)^2 \quad (3.3)$$

$$\beta = \cos^{-1} \left(\frac{V_1 - V_0}{V_1 + V_0} \right) \quad (3.4)$$

Utilizando-se a variável q (ganho estático) e manipulando-se a equação 3.3, a corrente I_2 é assim determinada:

$$I_2 = 2 \cdot V_1 \frac{\sqrt{q}}{\sqrt{\frac{Lr}{Cr}}} \quad (3.5)$$

Da mesma forma, Δt_2 é determinado por:

$$\Delta t_2 = \sqrt{Cr \cdot Lr} \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1 - q}{1 + q} \right) \quad (3.6)$$

Na terceira etapa, as seguintes equações são estabelecidas:

$$\Delta t_3 = D \cdot \frac{T_s}{2} - \Delta t_1 - \Delta t_2 \quad (3.7)$$

$$I_3 = I_2 + \frac{(V_1 - V_0)}{Lr} \cdot \Delta t_3 \quad (3.8)$$

Na quarta etapa, obtêm-se as equações:

$$\Delta t_4 = \frac{T_s}{2} \cdot (1 - D) \quad (3.9)$$

$$I_1 = I_3 - \frac{V_0}{Lr} \cdot \Delta t_4 \quad (3.10)$$

As equações 3.2, 3.8 e 3.10 formam um sistema com 3 equações e 3 incógnitas (Δt_1 , I_1 e I_3) que, ao ser resolvido, estabelece as equações seguintes:

$$\Delta t_1 = \frac{T_s}{4} \cdot (D - q) + \sqrt{q} \cdot \sqrt{Cr \cdot Lr} - \frac{\cos^{-1} \left(\frac{1-q}{1+q} \right) \cdot \sqrt{Cr \cdot Lr}}{2} \cdot (1 - q) \quad (3.11)$$

$$I_1 = V_1 \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr}} \cdot \left[\sqrt{q} \cdot (q + 1) - \cos^{-1} \left(\frac{1 - q}{1 + q} \right) \cdot \frac{1 - q^2}{2} \right] + \frac{V_1 \cdot (q + 1)}{4 \cdot Lr} \cdot T_s \cdot (D - q) \quad (3.12)$$

$$I_3 = \frac{T_s \cdot V_1 \cdot (1 - q) \cdot (q + D)}{4 \cdot Lr} + V_1 \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr}} \cdot \left[\sqrt{q} \cdot (1 + q) - \cos^{-1} \left(\frac{1 - q}{1 + q} \right) \cdot \frac{(1 - q^2)}{2} \right] \quad (3.13)$$

Com estes resultados, Δt_3 pode ser reescrito como:

$$\Delta t_3 = \frac{T_s}{4} (D + q) - \sqrt{q} \cdot \sqrt{Cr \cdot Lr} - \cos^{-1} \left(\frac{1 - q}{1 + q} \right) \cdot \frac{\sqrt{Cr \cdot Lr}}{2} \cdot (1 + q) \quad (3.14)$$

Em meio período de comutação, a corrente de saída é igual à corrente em Lr nas etapas 1, 3 e 4 e, seu valor médio, dado por:

$$I_{Omed} = \frac{1}{\frac{T_s}{2}} \cdot \left[\frac{I_1 \cdot \Delta t_1}{2} + \frac{(I_2 + I_3)}{2} \cdot \Delta t_3 + \frac{(I_3 + I_1)}{2} \cdot \Delta t_4 \right] \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} I_{Omed} &= \frac{Cr \cdot V_1 \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1 - q}{1 + q} \right)^2}{2 \cdot T_s} \cdot (1 - q^2) \\ &\quad - \frac{2 \cdot Cr \cdot V_1 \cdot \sqrt{q} \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1 - q}{1 + q} \right)}{T_s} \cdot (1 + q) \\ &\quad - \frac{V_1}{2} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr}} \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1 - q}{1 + q} \right) \cdot (1 - q^2) - \frac{T_s \cdot V_1}{8 \cdot Lr} \cdot (D^2 + q^2) \\ &\quad + V_1 \cdot \sqrt{q} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr}} \cdot (1 + q) + \frac{D \cdot T_s \cdot V_1}{4 \cdot Lr} - \frac{2 \cdot Cr \cdot V_1 \cdot q}{T_s} \end{aligned} \quad (3.16)$$

3.4.3 Parametrização das equações de corrente

Aplicando-se a mesma parametrização do capítulo 2 na equação 3.16 (ou seja, dividir por $\sqrt{\frac{V_1}{Lr/Cr}}$) obtêm-se:

$$\begin{aligned}
\overline{I_{omed}} &= \sqrt{q} \cdot (1 + q) - \frac{\pi}{4 \cdot \mu_0} \cdot (D^2 + q^2 - 2 \cdot D) - \frac{q \cdot \mu_0}{\pi} \\
&+ \mu_0 \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1 - q}{1 + q} \right)^2 \cdot \frac{(1 - q^2)}{4 \cdot \pi} - \cos^{-1} \left(\frac{1 - q}{1 + q} \right) \cdot \frac{(1 - q^2)}{2} \\
&- \frac{\sqrt{q} \cdot \mu_0}{\pi} \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1 - q}{1 + q} \right) \cdot (1 + q)
\end{aligned} \tag{3.17}$$

Da mesma forma, a equação da corrente I_1 parametrizada é definida pela equação:

$$\overline{I_1} = \frac{q + 1}{2 \cdot \mu_0} \cdot \left[\pi \cdot (D - q) + 2 \cdot \sqrt{q} \cdot \mu_0 - \mu_0 \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1 - q}{1 + q} \right) \cdot (1 - q) \right] \tag{3.18}$$

3.4.4 Condição crítica

As equações explicitadas anteriormente são válidas para uma determinada faixa de D , na qual o conversor opera no MC1 (considerando-se fixos μ_0 e q).

Para valores de $q < 1$, a corrente na indutância Lr aumenta durante a etapa 3 (porque $v_{Lr} = V_1 - V_0$) e diminui durante a etapa 4 (porque $v_{Lr} = -V_0$).

Com a diminuição do valor de D , a duração da etapa 4 aumenta e a corrente i_{Lr} pode chegar a zero. Nesta ocasião, o conversor entra em novo modo de operação, melhor detalhado na seção 3.5, na qual outras equações serão propostas para representá-lo.

A condição limite pode ser determinada ao se igualar a equação 3.18 a zero e, consecutivamente, isolar-se a variável D , que representa o valor de razão cíclica em que o conversor entra no MC2, denominado D_{crit} .

$$D_{crit} = \frac{\pi \cdot q - 2 \cdot \sqrt{q} \cdot \mu_0 + \mu_0 \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1 - q}{1 + q} \right) \cdot (1 - q)}{\pi} \tag{3.19}$$

Esta relação é graficamente ilustrada na figura 3.16, a qual evidencia o fato de D_{crit} ser próximo de 1, para valores de ganho próximos de 1 e maiores. O aumento da frequência de operação diminui o valor

de D_{crit} , contudo, com pouca sensibilidade. Por exemplo: dobrar a frequência de operação do conversor diminui o D_{crit} em apenas 14,6% (para $q = 1$, enquanto a diminuição do ganho pela metade, reduz o D_{crit} em 48,5%. Assim, o fator principal para definir D_{crit} é a escolha do ganho do conversor.

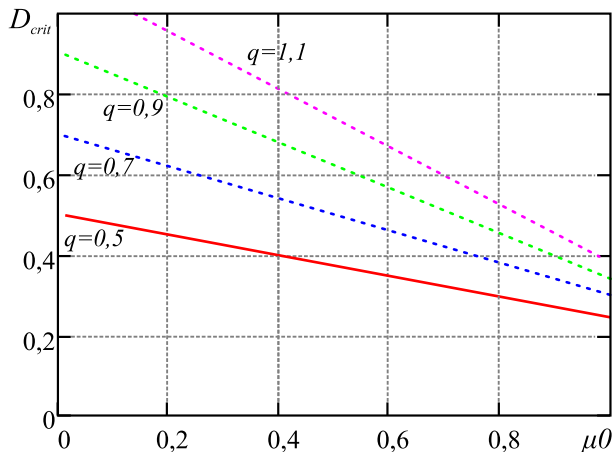


Figura 3.16 – Relação crítica entre D , μ_0 e q .

Para um determinado valor de μ_0 , variando-se o valor de D e resolvendo-se numericamente a equação 3.19, são encontrados os valores de ganho estático (q) capazes de fazer com que a corrente i_{Lr} se anule no exato instante da comutação de S_1 para S_2 , sendo, esta, a condição crítica. Estes valores definem a fronteira entre o Modo de Condução 1 (MC1) e o Modo de Condução 2 (MC2) do conversor, podendo, desta forma, ser traçadas as curvas que estabelecem a característica externa para o modo MC1 (figuras 3.17 e 3.18), com a variação de D .

A análise das curvas das figuras 3.17 e 3.18, mostra que, para valores significativamente diferentes de μ_0 , os formatos das curvas são similares, diferindo apenas na proporção do ganho estático e da corrente média de saída.

3.5 FUNCIONAMENTO PARA $D < 1$ EM MC2

Em conformidade às figuras 3.17 e 3.18, a variação da frequência implica em pouca variação no formato da curva. Os valores de ganho e de corrente média de saída são distintos, todavia, os limites entre

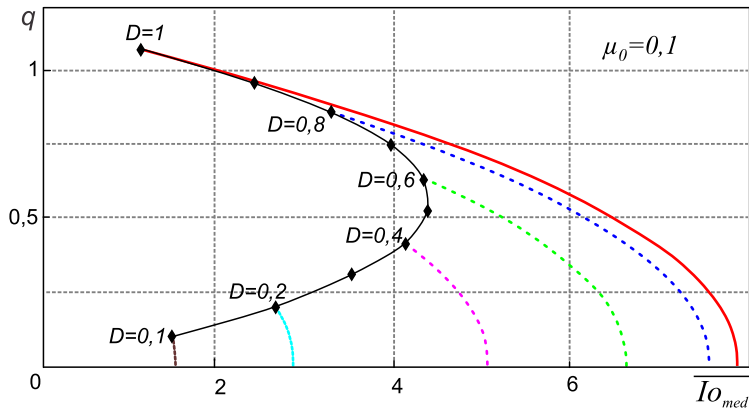


Figura 3.17 – Ganho do conversor versus $\overline{I_{med}}$, para $\mu_0 = 0,1$.

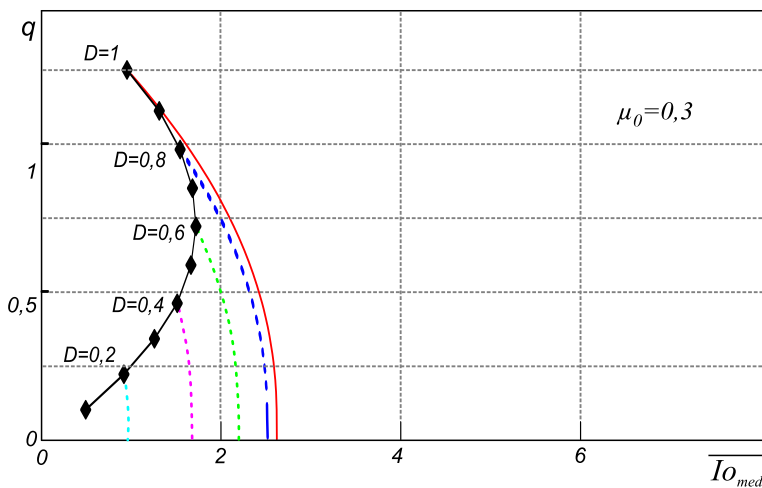


Figura 3.18 – Ganho do conversor versus $\overline{I_{med}}$, para $\mu_0 = 0,3$, com mesmo fundo de escala da figura anterior.

MC1 e MC2 são bastante próximos. Percebe-se que, para valores de ganho maiores do que 0,5, a faixa de condução contínua (MC1) é pequena em ambos os gráficos. Com isto, é de fundamental importância o conhecimento do comportamento do conversor operando no Modo de Condução 2 (MC2).

Por oportuno, o foco do estudo, neste momento, será para valores

de ganho menores ou iguais a um, haja vista que para valores maiores, existem combinações de D e q que permitem o conversor comportar-se de maneira distinta, não estudada nesta pesquisa.

3.5.1 Formas de onda

Conforme esclarecido anteriormente, o MC2 tem início para valores de D menores que D_{crit} . Neste caso, nas etapas 4 e 8, o que implica em v_{ab} igual a zero, a corrente em Lr diminui (em módulo), atingindo zero antes da próxima comutação. Ao alcançar o zero, inicia-se uma etapa ressonante, em que a energia fica sendo trocada entre Lr e Cr , ou seja, há circulação de energia reativa, como observado nas etapas 4 e 8 da figura 3.19.

3.5.2 Etapas de funcionamento

O funcionamento, por sua vez, será explicado para meio período de comutação, pois, na outra metade, o funcionamento é idêntico.

PRIMEIRA ETAPA

A primeira etapa tem início com a comutação de S_2 para S_1 . A tensão v_{ab} assume o valor V_1 , em virtude de que S_4 já estava acionado. Esta etapa é ressonante e, como em todas as etapas ressonantes para o CPRST, não há transferência de energia para a carga, havendo somente energia reativa circulando. A tensão do capacitor Cr pode sofrer mudança do valor inicial V_A (que pode ser positivo ou negativo) até o valor V_0 . A corrente na indutância Lr é alterada de um valor inicial, chamado I_A (que também pode ser positivo ou negativo), até o valor I_B . A duração da etapa é Δt_A .

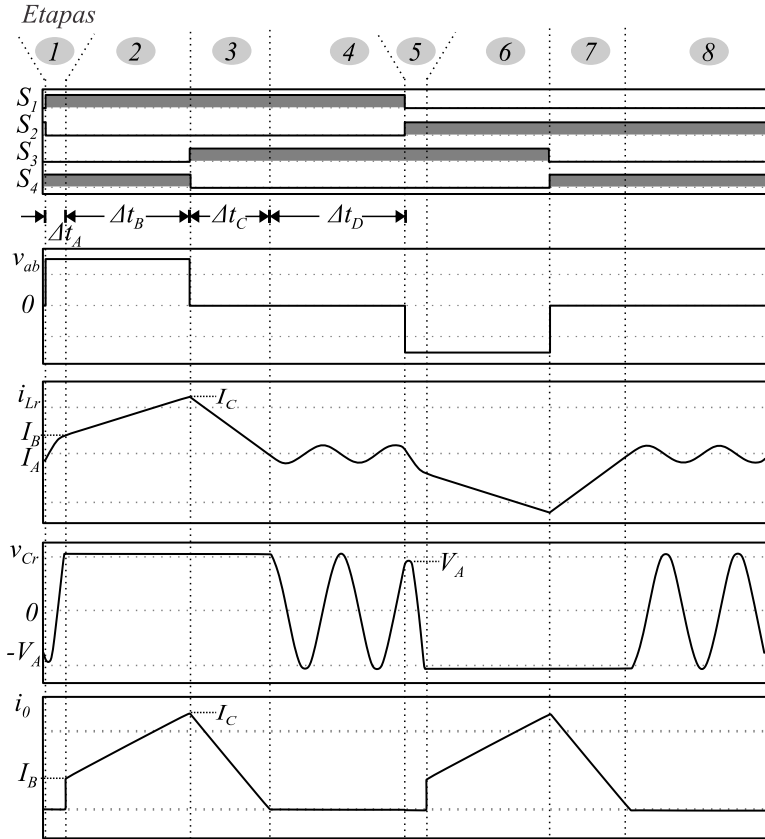


Figura 3.19 – Ilustração das formas de onda v_{ab} , i_{Lr} , v_{Cr} e i_0 do conversor operando no MC2.

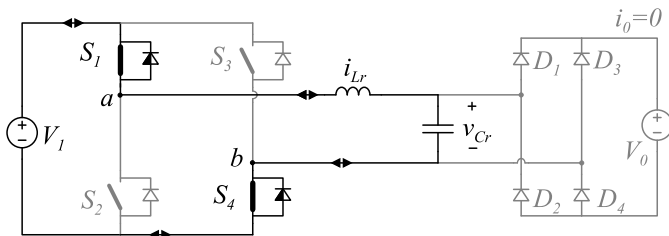


Figura 3.20 – Estado topológico na primeira etapa.

Hipoteticamente, neste exemplo, a tensão V_A e a corrente I_A são negativas. O Plano de Fase da primeira etapa é mostrado na figura 3.21, na qual se demonstra o arco que varia do ponto $(-V_A, -Z.I_A)$ até $(V_0, Z.I_B)$, cujo centro está estabelecido em V_1 e possui raio R , desconhecido.

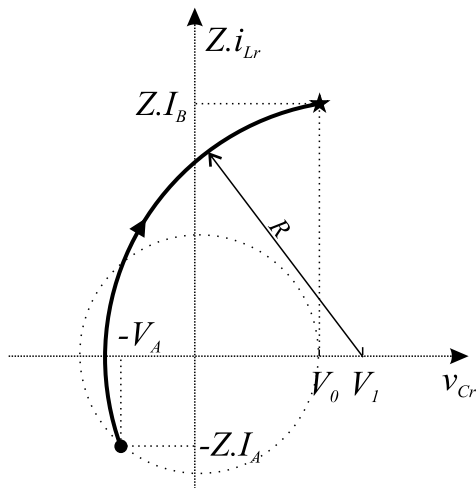


Figura 3.21 – Plano de Fase da primeira etapa.

SEGUNDA ETAPA

A segunda etapa é linear e tem início quando a tensão v_{Cr} atinge o valor V_0 , ficando fixa neste valor por causa da tensão da carga. Desta forma, a tensão sobre a indutância Lr assume o valor fixo de $v_{Lr} = V_1 - V_0$ e a sua corrente aumenta linearmente, até atingir o valor I_C no final da etapa. Nesta etapa há transferência de energia para a carga. A duração da etapa é Δt_B e seu estado topológico está mostrado na figura 3.22.

O Plano de Fase para esta etapa é abordado na figura 3.23.

TERCEIRA ETAPA

Em seguida, a terceira etapa tem início quando ocorre a comutação de S_4 para S_3 , fazendo com que a tensão v_{ab} volte para zero e a tensão sobre a indutância Lr se torne imediatamente igual à tensão de saída (V_0). Assim, a corrente decresce linearmente até zero, representando o fim da etapa, a qual manteve a tensão v_{Cr} em V_0 durante seu funcionamento. A fonte não fornece energia para o conversor, en-

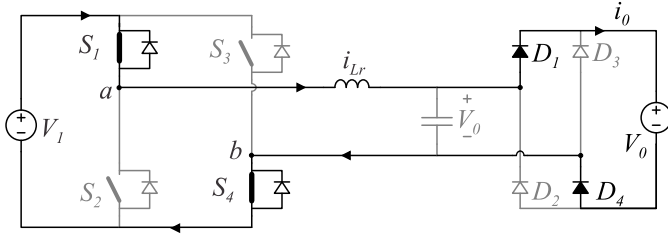


Figura 3.22 – Estado topológico na segunda etapa.

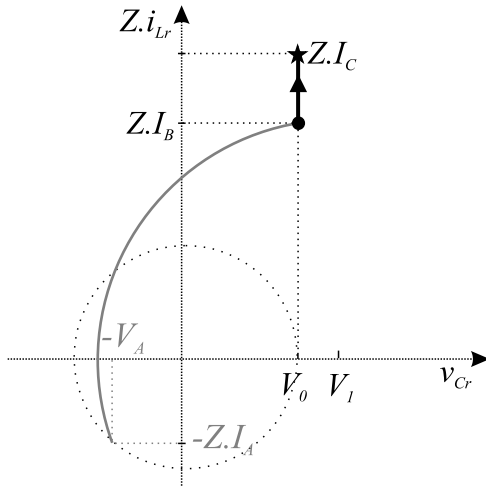


Figura 3.23 – Plano de Fase da segunda etapa.

tretanto, a carga continua recebendo a energia armazenada em L_r . O intervalo da terceira etapa é denominado de Δt_C , a qual possui seu estado topológico ilustrado pela figura 3.24.

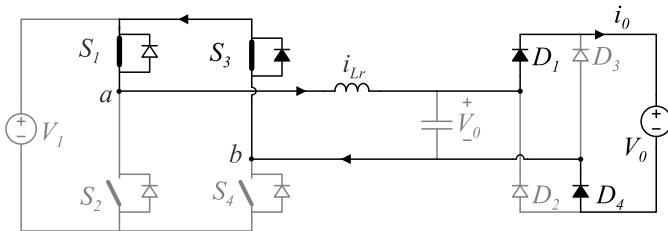


Figura 3.24 – Estado topológico na terceira etapa.

O Plano de Fase da terceira etapa é apresentado na figura 3.25.

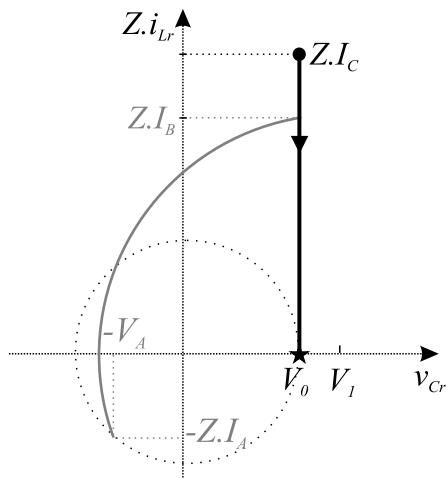


Figura 3.25 – Plano de Fase da terceira etapa.

QUARTA ETAPA

A quarta etapa tem início quando a corrente na indutância Lr atinge zero. Neste instante, os diodos que estavam conduzindo (D_1 e D_4), bloqueiam-se. Como Lr está submetido à tensão do capacitor, que neste instante é $-V_0$, a corrente se inverte. O outro par de diodos permanece bloqueado, haja vista que a polarização somente ocorrerá quando a tensão em Cr atingir $-V_0$. Desta forma, a carga fica completamente desconectada do circuito e tem início uma etapa ressonante, na qual não há transferência de energia para a carga. A análise do estado topológico revela que o circuito habilitado é, basicamente, o indutor Lr em série com o capacitor Cr , com condições iniciais $i_{Lr} = 0$ e $v_{Cr} = V_0$.

Para um circuito com componentes lineares e ideais, nesta condição, as grandezas variam senoidalmente. A tensão em Cr e a corrente em Lr têm amplitudes de V_0 e V_0/Z , respectivamente. A duração da etapa é Δt_D .

O estado topológico na quarta etapa é mostrado na figura 3.26, que deixa em evidência que a corrente em S_1 e S_3 pode assumir ambos os sentidos, ora passando pelo transistor e ora pelo diodo em anti-paralelo.

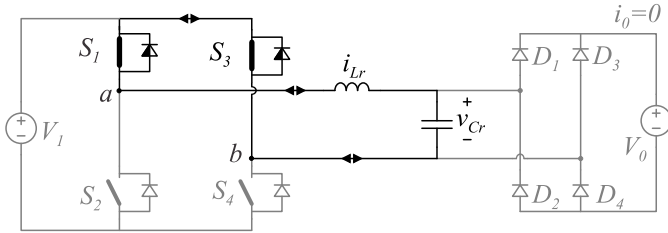


Figura 3.26 – Estado topológico na quarta etapa.

O Plano de Fase da quarta etapa pode ser observado na figura 3.27. O ponto inicial é $(V_0, 0)$ e o ponto final é $(V_A, Z.I_A)$, podendo, inclusive, ter vários ciclos, como observado na etapa 4 da figura 3.19, em conformidade ao Plano de Fase mencionado. Salienta-se, ainda, que a condição final desta etapa é igual à condição inicial da primeira, porém, com os sinais invertidos.

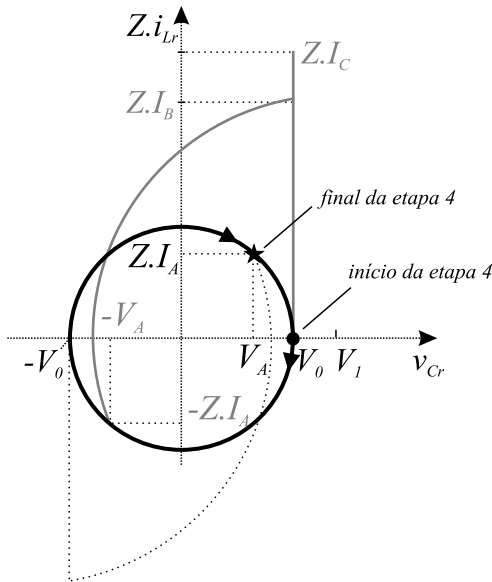


Figura 3.27 – Plano de Fase da quarta etapa.

DEMAIS ETAPAS

As etapas 5, 6, 7 e 8 são iguais às quatro primeiras etapas,

invertendo-se, apenas, o sentido da corrente em Lr e a polaridade da tensão em Cr .

O Plano de Fase completo está exibido na figura 3.28.

Assim como nas demais formas de funcionamento, as etapas que transmitem potência para a carga são apenas aquelas lineares (etapas 2 e 3, no primeiro meio ciclo, e 6 e 7, no outro meio ciclo). Nas etapas ressonantes 1 e 5, há uma troca de energia reativa do circuito com a fonte de entrada, enquanto nas etapas 4 e 8 a troca ocorre somente entre a indutância Lr e a capacitância Cr .

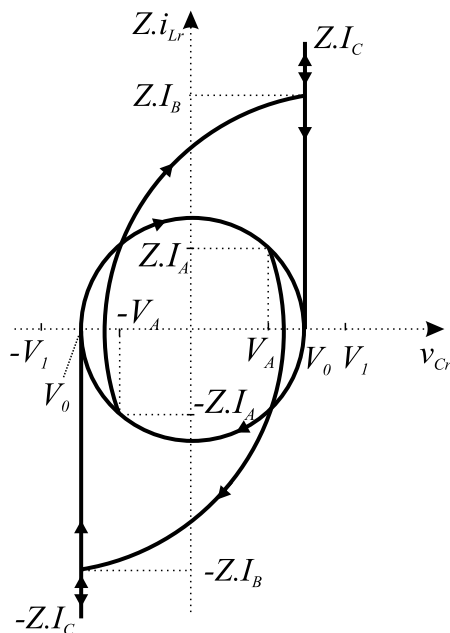


Figura 3.28 – Plano de Fase completo.

No MC2, uma variação mínima da razão cíclica pode fazer com que o final da etapa 8 (e etapa 4) aconteça em uma posição muito diferente. A figura 3.29 mostra 3 situações possíveis para o final da etapa 8, final esse que é demarcado pelas variáveis V_A e I_A e altera diretamente as variáveis I_B e I_C , que, por sua vez, são as responsáveis pela transferência de energia para a carga.

Assim, o comportamento do conversor idealizado assume um comportamento altamente não linear no MC2. Esse comportamento vai ser explicitado com um exemplo na seção 3.5.4.

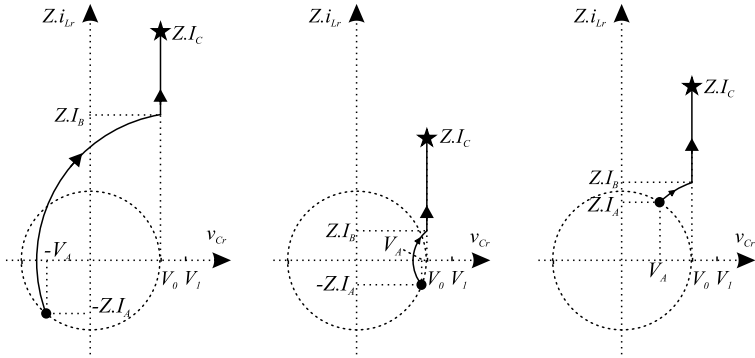


Figura 3.29 – Exemplos de posição final da etapa 8.

3.5.3 Equacionamento completo

Para um circuito com componentes ideais, ou seja, desprezadas todas as resistências e quedas de tensão em transistores e diodos e, analisando-se as formas de onda da figura 3.19, obtêm-se as seguintes equações básicas:

$$\Delta t_A + \Delta t_B = D \cdot \frac{T_s}{2} \quad (3.20)$$

$$I_C = I_B + \frac{V_1 - V_0}{Lr} \cdot \Delta t_B \quad (3.21)$$

$$\Delta t_C = Lr \cdot \frac{I_C}{V_0} \quad (3.22)$$

$$\Delta t_C + \Delta t_D = (1 - D) \cdot \frac{T_s}{2} \quad (3.23)$$

Na quarta etapa, a corrente e a tensão variam senoidalmente, sendo suas expressões matemáticas:

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_0}{Z} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) \quad (3.24)$$

$$v_{Cr}(t) = -V_0 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) \quad (3.25)$$

No final da quarta etapa ($t = \Delta t_D$), o valor da corrente i_{Lr} é I_A e, da tensão v_{Cr} , V_A .

$$i_{Lr}(t = \Delta t_D) = I_A = \frac{V_0}{Z} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot \Delta t_D) \quad (3.26)$$

$$v_{Cr}(t = \Delta t_D) = V_A = -V_0 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot \Delta t_D) \quad (3.27)$$

Na primeira etapa, extraem-se do Plano de Fase as relações entre I_A , I_B , V_A , V_1 e V_0 . Tais relações são realizadas com a adoção de variáveis auxiliares (R , α , β e ξ) e estão representadas pela figura 3.30.

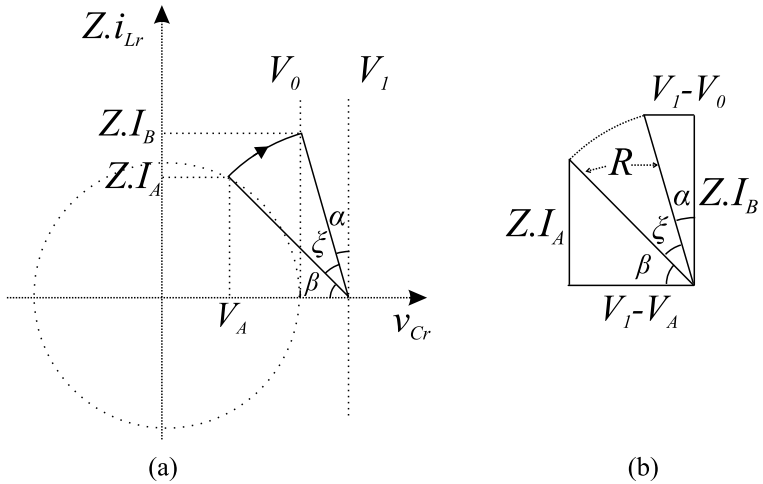


Figura 3.30 – (a) Plano de Fase da primeira etapa mostrando os ângulos α , β e ξ . (b) Detalhe do Plano de Fase mostrando os triângulos retângulos encontrados.

As relações entre os ângulos α , β e ξ são descritas matematicamente nas equações 3.28, 3.29 e 3.30.

$$\alpha = \text{sen}^{-1} \left(\frac{V_1 - V_0}{R} \right) \quad (3.28)$$

$$\beta = \text{sen}^{-1} \left(\frac{Z \cdot I_A}{R} \right) \quad (3.29)$$

$$\alpha + \beta + \xi = \frac{\pi}{2} \quad (3.30)$$

Os dois triângulos retângulos formados possuem o mesmo raio R . Desta forma, pode-se estabelecer uma relação entre as grandezas

I_A , I_B , V_A , V_1 e V_0 .

$$(Z \cdot I_A)^2 + (V_1 - V_A)^2 = R^2 = (Z \cdot I_B)^2 + (V_1 - V_0)^2 \quad (3.31)$$

Assim, o tempo Δt_A é determinado pelo ângulo ξ :

$$\Delta t_A = \sqrt{Cr \cdot Lr} \cdot \left[\frac{\pi}{2} - \text{sen}^{-1} \left(\frac{Z \cdot I_A}{\sqrt{(V_1 - V_A)^2 + (Z \cdot I_A)^2}} \right) \right] - \sqrt{Cr \cdot Lr} \cdot \text{sen}^{-1} \left(\frac{V_1 - V_0}{\sqrt{(V_1 - V_0)^2 + (Z \cdot I_B)^2}} \right) \quad (3.32)$$

Manipulando-se estas equações básicas e, parametrizando-se as equações de corrente com relação a $\frac{V_1}{\sqrt{\frac{Lr}{Cr}}}$ e as equações de tempo com relação a $\frac{T_s}{2}$, obtêm-se o seguinte sistema de equações:

$$\overline{\Delta t_C} = \frac{1}{q} \cdot \left[\overline{I_B} \cdot \frac{\mu_0}{\pi} + (1 - q) \cdot (D - \overline{\Delta t_A}) \right] \quad (3.33)$$

$$\overline{\Delta t_D} = (1 - D) - \overline{\Delta t_C} \quad (3.34)$$

$$\overline{V_A} = -q \cdot \cos \left(\frac{\pi \cdot \overline{\Delta t_D}}{\mu_0} \right) \quad (3.35)$$

$$\overline{I_A} = q \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi \cdot \overline{\Delta t_D}}{\mu_0} \right) \quad (3.36)$$

$$\overline{I_B} = \sqrt{q \cdot (2 - q) - 2 \cdot \overline{V_A} + (\overline{V_A})^2 + (\overline{I_A})^2} \quad (3.37)$$

$$\overline{\Delta t_A} = -\frac{\mu_0}{\pi} \cdot \text{sen}^{-1} \left(\frac{\overline{I_A}}{\sqrt{(1 - \overline{V_A})^2 + (\overline{I_A})^2}} \right) - \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \text{sen}^{-1} \left(\frac{1 - q}{\sqrt{(1 - q)^2 + \overline{I_B}^2}} \right) + \frac{\mu_0}{2} \quad (3.38)$$

A solução do sistema de equações proposto é numericamente possível e, em posse destas respostas, outras variáveis devem ser calculadas para que a corrente média de saída padronizada seja determinada.

$$\overline{\Delta t_B} = D - \overline{\Delta t_A} \quad (3.39)$$

$$\overline{I_C} = \frac{q \cdot \pi}{\mu_0} \cdot \overline{\Delta t_C} \quad (3.40)$$

A corrente média de saída é calculada da seguinte forma:

$$\overline{I_{o_{med}}} = \frac{\overline{I_B} + \overline{I_C}}{2} \cdot \overline{\Delta t_B} + \frac{\overline{I_C} \cdot \overline{\Delta t_C}}{2} \quad (3.41)$$

3.5.4 Característica externa no MC1 e MC2

Com a resolução numérica das equações, encontradas na seção 3.5.3, traça-se o gráfico do ganho estático do conversor versus sua corrente média de saída parametrizada (figura 3.31). Neste gráfico, percebe-se que, para uma razão cíclica fixa, o comportamento do conversor no MC2 ora é similar a uma fonte de tensão ora a uma fonte de corrente. Em contrapartida, para um ganho fixo, em alguns pontos, ao se variar minimamente a razão cíclica, não há variações na corrente e, em outros pontos, uma pequena variação na razão cíclica ocasiona variações relevantes na corrente de saída ².

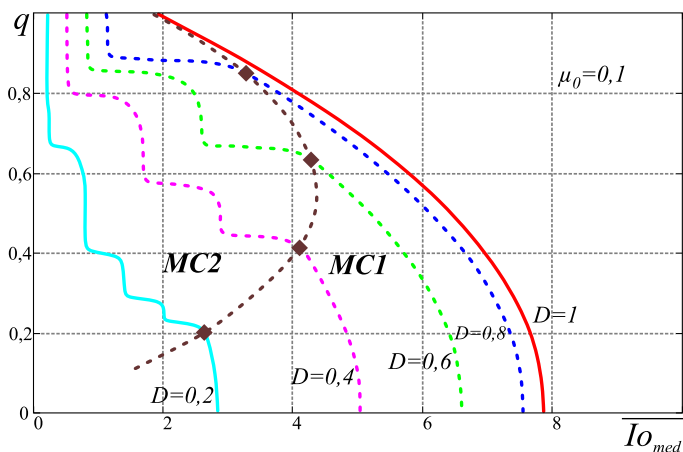


Figura 3.31 – Característica externa para $\mu_0 = 0,1$.

²Conforme ilustrado na figura 3.29

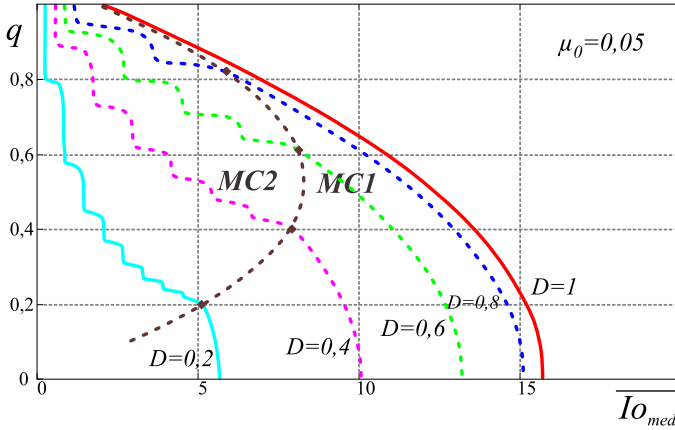


Figura 3.32 – Característica externa para $\mu_0 = 0,05$.

Comparando-se as figuras 3.31 e 3.32, percebe-se que para valores menores de μ_0 , as variações bruscas são reduzidas, ou seja, o conversor assume um comportamento menos não linear no MC2.

Fixando-se um ganho, a variação da corrente média parametrizada versus a variação da razão cíclica, pode ser observada na figura 3.33, a qual evidencia que o comportamento do conversor operando no MC2 é bastante particular, pois, em determinados pontos de operação, ao se aumentar levemente D , ocorre um aumento brusco na corrente de saída (como é notório no ponto A da figura) e, em outros pontos, o mesmo acréscimo em D ocasiona a uma diminuição da corrente de saída (perceptível no ponto B da figura, por exemplo). Tal comportamento permite com que, em algumas situações, existam três valores de razão cíclica gerando a mesma corrente de saída (como demonstra a linha tracejada na figura). Este comportamento é exemplificado por meio de simulação existente no item 3.7.

Convém salientar, todavia, que tal comportamento acontecerá para um circuito em que os componentes sejam ideais, pois para um circuito com perdas, as oscilações seriam amortecidas, ocasionando um comportamento menos não linear.

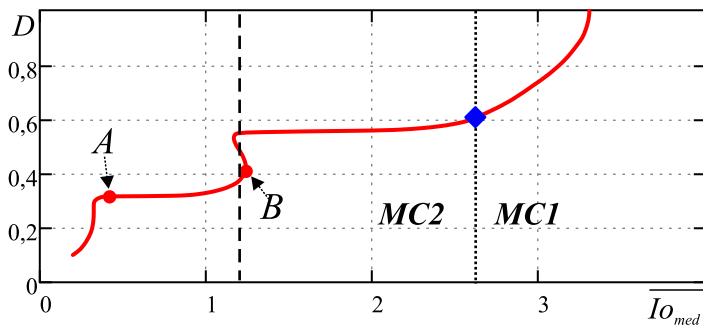


Figura 3.33 – D versus $\overline{I_{med}}$ para $\mu_0 = 0,177$ e $q = 0,67$.

3.5.5 Análise simplificada

A análise da figura 3.33 revela, claramente, que para uma tensão de saída fixa, o comportamento do conversor é altamente não linear no MC2. Desta forma, se a potência de saída variar significativamente e o conversor começar a operar no MC2, o projeto de um controlador utilizando a técnica clássica da obtenção de um modelo linear fazendo a linearização em um ponto de operação, pode restar prejudicado devido à escolha deste ponto. Ou seja: a linearização do comportamento do conversor em pontos de operações distintos pode acarretar na obtenção de resultados muito diferentes.

Sabendo-se que o conversor real apresenta perdas e outras não idealidades que amenizam as variações bruscas de corrente, optou-se por fazer uma modelagem simplificada de seu funcionamento, quando operando no MC2 e, com isto, obter um modelo menos não linear.

A premissa básica da análise simplificada é que na comutação de S_4 para S_3 , a corrente i_{Lr} decresce linearmente até atingir zero e, ao invés de se tornar negativa, permanece em zero durante toda a etapa 4. Logo, na próxima comutação (de S_1 para S_2), a corrente parte de zero e não mais do valor I_A , e a tensão v_{Cr} , por sua vez, mantém-se no mesmo valor (V_0) durante a quarta etapa.

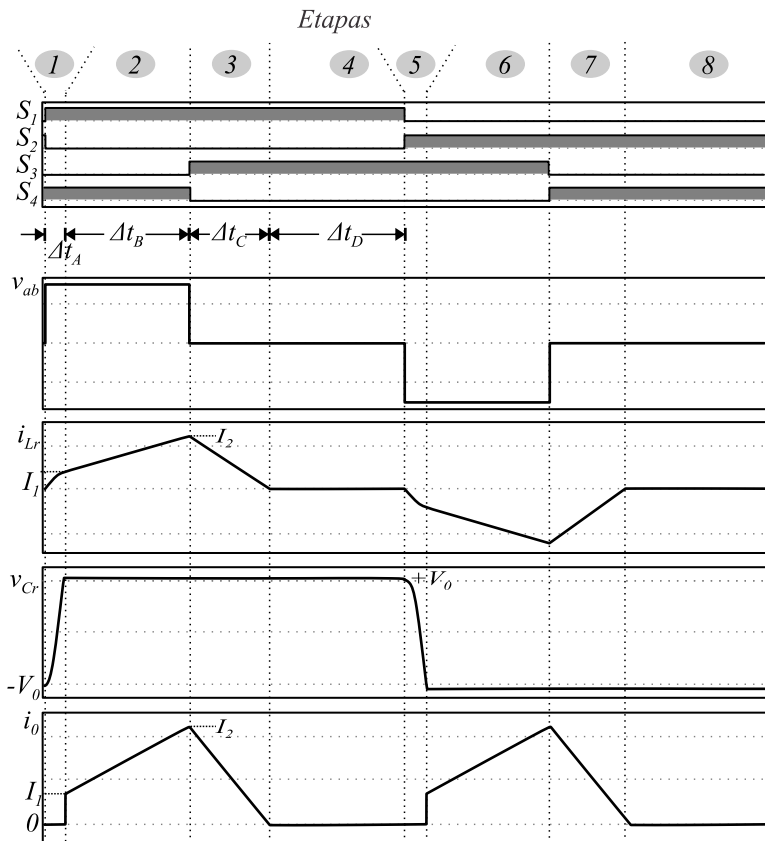


Figura 3.34 – Ilustração das formas de onda v_{ab} , i_{Lr} , v_{Cr} e i_o para a análise simplificada.

3.5.6 Equacionamento simplificado

Conforme o Plano de Fase da figura 3.35, a primeira etapa forma um arco cujo ponto inicial é $(-V_0, 0)$ e o ponto final é $(V_0, Z.I_1)$, sendo seu raio $(V_1 + V_0)$. A duração da etapa (dada pelo ângulo β) e a corrente I_1 não dependem de nenhuma outra variável, exceto Cr , Lr , V_1 e V_0 .

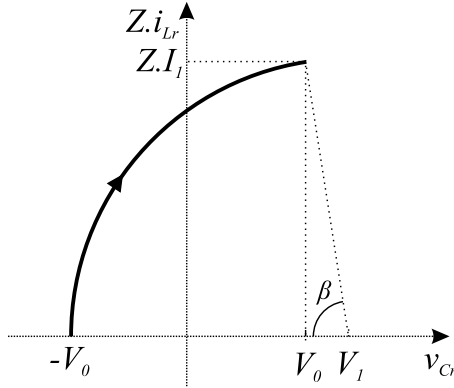


Figura 3.35 – Plano de Fase para a primeira etapa na análise simplificada.

Do triângulo retângulo formado com ângulo β , extraem-se as seguintes equações básicas:

$$(Z \cdot I_1)^2 + (V_1 - V_0)^2 = (V_1 + V_0)^2 \quad (3.42)$$

$$\beta = \cos^{-1} \left(\frac{V_1 - V_0}{V_1 + V_0} \right) \quad (3.43)$$

Na segunda etapa (linear), estabelecem-se as relações:

$$\Delta t_2 = D \cdot \frac{T_s}{2} - \Delta t_1 \quad (3.44)$$

$$I_2 = I_1 + \frac{V_1 - V_0}{Lr} \cdot \Delta t_2 \quad (3.45)$$

Na terceira etapa (também linear), a seguinte equação é obtida:

$$\Delta t_3 = Lr \cdot \frac{I_2}{V_0} \quad (3.46)$$

A corrente média de saída é dada pela equação:

$$I_{o\text{med}} = \frac{1}{\frac{T_s}{2}} \cdot \left(\frac{I_1 + I_2}{2} \cdot \Delta t_2 + \frac{I_2 \cdot \Delta t_3}{2} \right) \quad (3.47)$$

Utilizando-se a parametrização anterior, a corrente média de saída é definida por:

$$\begin{aligned}
 \overline{I_{Omed}} = & \frac{\pi \cdot D^2 \cdot (1-q)}{2 \cdot q \cdot \mu_0} + \frac{\mu_0 \cdot \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right)^2 \cdot (1-q)}{2 \cdot \pi \cdot q} \\
 & - \frac{D \cdot \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right) \cdot (1-q)}{q} + \frac{2 \cdot \mu_0}{\pi} \\
 & - \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot \cos^{-1}\left(\frac{1-q}{1+q}\right)}{\pi \cdot \sqrt{q}} + \frac{2 \cdot D}{\sqrt{q}}
 \end{aligned} \tag{3.48}$$

3.5.7 Característica externa simplificada

A partir da equação 3.48, traça-se o gráfico do comportamento estático do conversor, conforme visto na figura 3.36.

Na figura 3.37, evidencia-se a variação da corrente média de saída parametrizada versus a variação da razão cíclica, utilizando-se, para tanto, o equacionamento completo e o simplificado. Percebe-se que a curva do equacionamento simplificado acompanha a curva obtida pelo equacionamento completo, porém, sem as variações bruscas de comportamento.

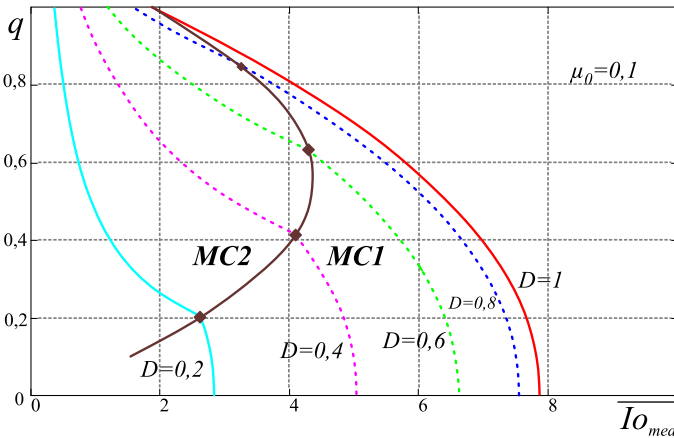


Figura 3.36 – Característica externa do conversor para $\mu_0 = 0,1$ utilizando a análise simplificada.

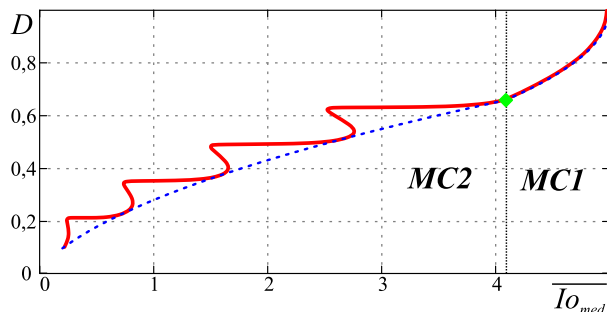


Figura 3.37 – D versus $\overline{I_{o_{med}}}$ para $\mu_0 = 0,1$ e $q = 0,7$, equacionamento completo e simplificado (tracejado).

3.6 ESTUDO DA COMUTAÇÃO PARA COMUTAÇÃO *PHASE-SHIFT*

Ao contrário da modulação em frequência, na modulação *Phase-Shift* a comutação do tipo ZVS é garantida, somente, no braço dos transistores S_3 e S_4 , pois estes comutam a corrente máxima (corrente I_3 no MC1 e corrente I_C no MC2), estando a corrente sempre com o sentido apropriado.

Para que aconteça uma comutação do tipo ZVS no outro braço, é necessário uma combinação apropriada entre a capacitância de comutação, a corrente i_{Lr} no instante da comutação e o tempo morto.

Caso esteja operando no MC1, a corrente I_2 deve obedecer à restrição definida na equação 3.49.

$$I_2 \geq \frac{2 \cdot C \cdot V_1}{t_{morto}} \quad (3.49)$$

Caso a operação aconteça no MC2, a comutação é do tipo ZVS somente se a corrente I_A for maior do que o valor definido na equação 3.49 e, ainda, possua o sentido adequado, inferindo-se que a mesma deve ser negativa no início da etapa 1 e positiva, na etapa 5. Ambos os requisitos possuem alto grau de dificuldade para atendimento, significando que raramente a comutação no MC2 será do tipo ZVS.

Uma alternativa para obtenção de comutação do tipo ZVS nos dois braços do conversor, em todas as situações de corrente de carga, consiste na adição de um “Polo Ressonante” ligado ao braço com comutação dissipativa, conforme abordado em [10], no capítulo 6. Entretanto, sua utilização provoca uma circulação maior de energia reativa no conversor, aumentando as perdas por condução e, seu estudo, não

está contemplado no contexto deste trabalho.

3.7 PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO COM Cr FIXO E D VARIÁVEL

Na seção 2.5 foi apresentado um procedimento de projeto dos parâmetros do conversor para variação em frequência. Nesta seção, pois, será apresentado um procedimento de projeto do parâmetro Lr , considerando-se que o parâmetro Cr está pré-fixado.

Optou-se por fixar o parâmetro Cr porque, sendo este um parâmetro intrínseco ao transformador devido, principalmente, à capacitância entre as espiras do secundário, seu ajuste requereria a adição de capacitâncias no secundário, estando estas sujeitas à alta tensão. O ajuste do parâmetro Lr , por sua vez, é naturalmente facilitado, pois o acréscimo de um indutor em série com o transformador seria o suficiente (considerando que a indutância de dispersão do transformador é menor do que a indutância necessária), sendo que este indutor opera em baixa tensão.

Nesta seção, apresenta-se um procedimento para o projeto do parâmetro Lr de um CPRST, juntamente com um exemplo de projeto que o valide, cujas especificações seguem:

- Potência de saída: $P_0 = 1.000W$;
- Tensão de entrada: $V_1 = 300V$;
- Tensão de saída: $V_{saida} = 4.000V$
- Frequência de comutação: $f_s = 50kHz$.

PRIMEIRO PASSO

Consiste na escolha do valor do ganho q do Circuito Simplificado. Neste caso, escolheu-se $q = 0,67$ para que exista uma faixa de operação no MC1 (embora estreita) e, o ganho do conversor, não seja muito baixo. Optando-se por um ganho mais baixo (como, por exemplo, $q < 0,5$), para a obtenção da tensão desejada na saída, faz-se necessário adicionar uma quantidade de espiras muito maior no lado secundário do transformador, ocasionando outras faixas de valores de Cr .

Com o valor de q , é possível calcular a corrente média de saída para o Circuito Simplificado, cujo valor é expresso por:

$$I_{omed} = \frac{P_0}{q \cdot V_1} \quad (3.50)$$

que, ao ser aplicada ao exemplo, define o seguinte valor:

$$I_{omed} = \frac{1.000}{0,67 \cdot 300} \implies I_{omed} = \frac{1.000}{201} \implies I_{omed} = 4,98A$$

SEGUNDO PASSO

O segundo passo almeja escolher o valor da razão cíclica para a potência máxima. Neste caso, definiu-se $D = 0,8$ para que haja uma margem de segurança capaz de compensar as perdas do conversor e, também, para o (eventual) controle agir, caso ocorra um degrau de carga ou uma variação da tensão de entrada, por exemplo.

TERCEIRO PASSO

O terceiro passo intenciona projetar e confeccionar o transformador, considerando-se, para tanto:

- Relação de transformação;
- Corrente eficaz máxima no primário;
- Corrente de pico no primário;
- Frequência de comutação.

A relação de transformação é determinada pela equação:

$$1 : \frac{V_{saida}}{q \cdot V_1} \quad (3.51)$$

que, ao ser aplicada neste exemplo, chega-se na seguinte relação de transformação:

$$1 : \frac{4.000}{0,67 \cdot 300} \implies 1 : 19,9$$

As correntes eficaz e de pico só poderiam ser calculadas (ou simuladas) após ter-se os valores de Cr e Lr . Contudo, como tais valores ainda não são conhecidos, os valores das correntes precisam ser estimados a fim de se projetar o transformador. As correntes de pico e

eficaz são estimadas considerando-se que a corrente no primário será triangular, o que é a pior situação.

Neste caso, para a corrente eficaz, considera-se:

$$I_{Lr_ef} = I_{omed} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \implies I_{Lr_ef} = 4,98 \cdot 1,155 \implies I_{Lr_ef} = 5,75A \quad (3.52)$$

Para a corrente de pico, tem-se:

$$I_{Lr_pico} = 2 \cdot I_{omed} \implies I_{Lr_pico} = 2 \cdot 4,98 = 9,96A \quad (3.53)$$

QUARTO PASSO

O quarto passo propõe-se a medir, direta ou indiretamente, a capacitância paralela equivalente e a indutância de dispersão do transformador. Um método para esta medição pode ser encontrado em [9]. Por hipótese, o valor $Cr = 3nF$ será utilizado neste exemplo.

QUINTO PASSO

Utilizando-se a equação 3.16 e os valores anteriormente obtidos, o valor da indutância pode ser calculado diretamente. Assim, $Lr = 106,3\mu H$.

Na figura 3.38, observa-se o resultado da simulação do CPRST com valores dos componentes definidos e/ou calculados neste exemplo, cujos os valores obtidos foram: $I_{omed} = 4,98A$, $I_{Lr_ef} = 5,52A$, $I_{Lr_max} = 8,42A$, sendo o valor de I_{omed} , exatamente igual ao calculado. As correntes eficaz e de pico em Lr encontradas na simulação, por sua vez, não foram definidas iguais às calculadas. Porém, considerando-se um eventual transitório perto da potência máxima, o valor da razão cíclica atinge o valor máximo e a corrente em Lr vai adquirir a forma triangular por um curto período de tempo, chegando aos valores estimados. Desta forma, comprova-se a validade da estimativa.

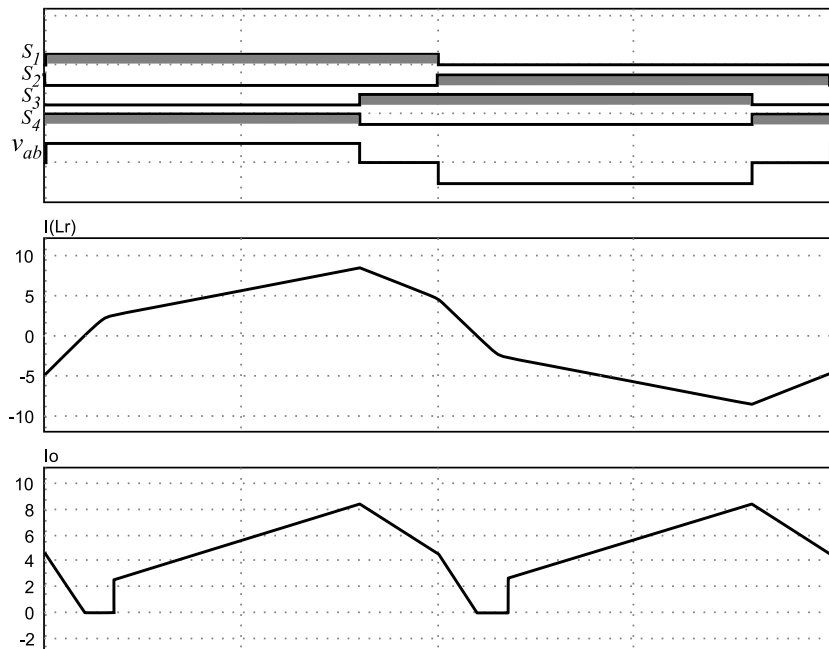


Figura 3.38 – Resultado da simulação do CPRST com os parâmetros $V_1 = 300V$, $q = 0,67$, $D = 0,8$, $Cr = 3nF$ e $Lr = 106,3\mu H$.

Com os valores de Cr e Lr são obtidos os valores de f_0 , μ_0 , Z , I_{base} e $\overline{I_{omed}}$:

- $f_0 = 281,8kHz$ (equação 2.1);
- $\mu_0 = 0,177$ (equação 2.5);
- $Z = 188,24\Omega$ (equação 2.3);
- $I_{base} = 1,5937A$ (equação 2.17);
- $\overline{I_{omed}} = 3,12$ (equação 2.23).

No final do item 3.5.4, a figura 3.33 evidencia a variação da corrente de saída para a variação da razão cíclica, mantendo a tensão de saída constante. O ponto *A* exemplifica um ponto da curva no qual um incremento mínimo da razão cíclica aumentará significativamente a corrente de saída. As figuras 3.39 e 3.40 demonstram duas simulações próximas ao ponto *A*, em que $D = 0,31$ e $D = 0,32$, e a corrente média

de saída variou de 0,56A para 1,39A. Ou seja: uma variação de 3,2% na razão cíclica ocasionou uma variação de 150% na corrente de saída.

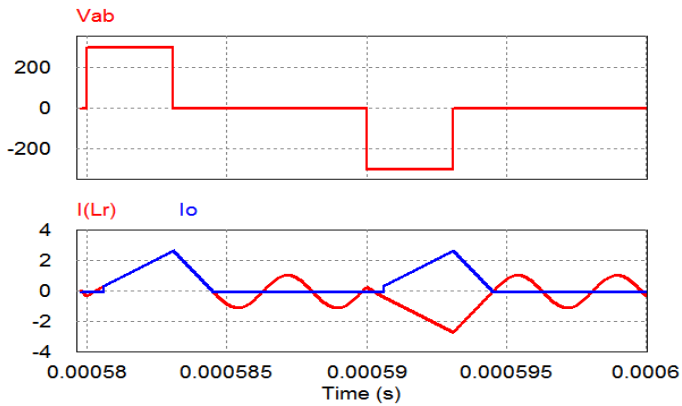


Figura 3.39 – Simulação para $D = 0,31$.

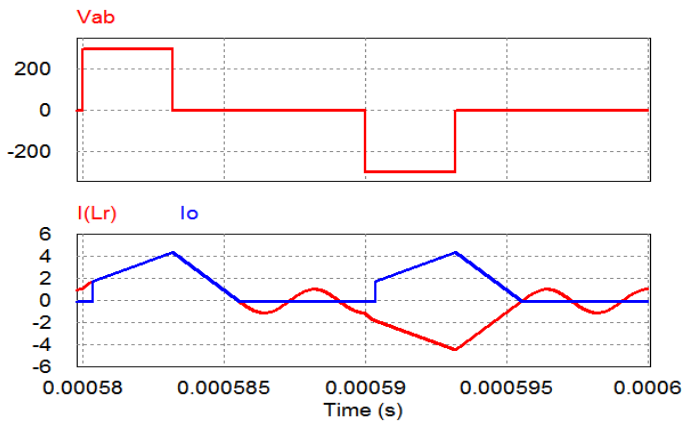


Figura 3.40 – Simulação para $D = 0,32$.

Próximo ao ponto B da figura 3.33, um incremento na razão cíclica ocasiona uma diminuição da corrente de saída. As figuras 3.41 e 3.42 exemplificam simulações para $D = 0,43$, com $I_{o_{med}} = 1,95A$ e para $D = 0,52$, com $I_{o_{med}} = 1,84A$, respectivamente.

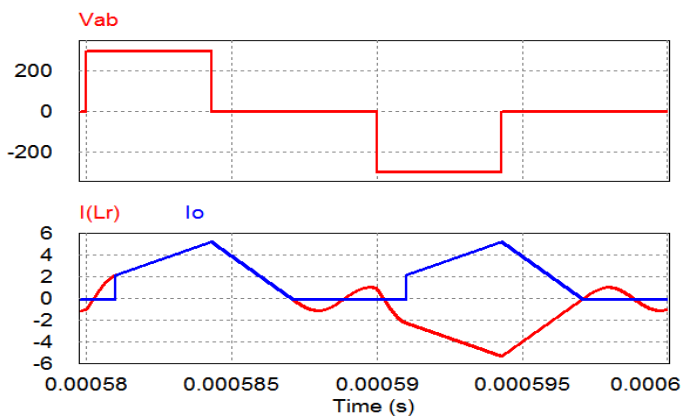


Figura 3.41 – Simulação para $D = 0,43$.

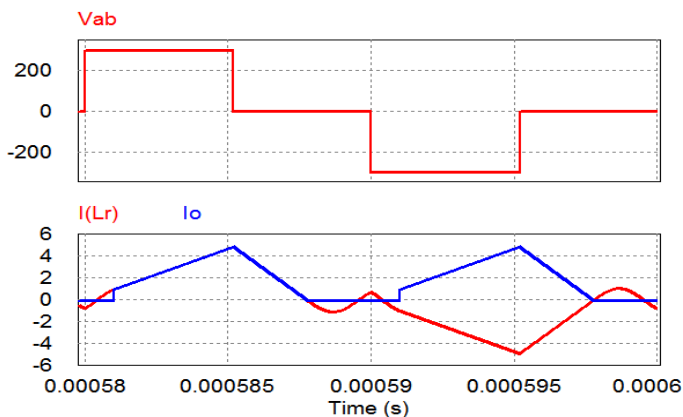


Figura 3.42 – Simulação para $D = 0,52$.

A figura 3.33 apresenta uma linha tracejada que corta o gráfico em três pontos distintos em que o valor de $I_{o_{med}}$ é $1,89A$, sendo eles: $D = 0,375$, $D = 0,486$ e $D = 0,547$.

3.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo teve por propósito estudar o funcionamento do CPRST com modulação *Phase-Shift*. Viu-se que, para valores de $q < 1$, o conversor apresenta dois modos de operação, os chamados MC1 e MC2. Para um circuito com componentes ideais, a operação no modo MC2 é altamente não linear, entretanto, com a diminuição de μ_0 , os “sobressaltos” ficam menores. O ganho não tem influência sobre a quantidade de “sobressaltos”, porém, exerce influência na inclinação da curva $D \times \overline{I_{omed}}$. Com a introdução dos componentes desconsiderados na análise (resistências, não linearidades, indutância magnetizante), por sua vez, os sobressaltos são diminuídos.

Para o projeto dos parâmetros C_r e L_r , podem ser utilizados os procedimentos, conforme observado nos itens 2.5 e 3.7. A escolha de um dos procedimentos depende das restrições que o projetista possui no momento.

A comutação no MC2, geralmente, será dissipativa, todavia, dependendo da utilização do conversor, este fato tem relevância reduzida. A indutância magnetizante apresenta papel colaborativo à comutação, ampliando a faixa de comutação ZVS, porém com menos influência no MC2. Caso seja indispensável a existência da comutação ZVS, pode-se utilizar o Polo Ressonante, conforme citado no item 3.6.

4 CONTROLE DO CPRST COM MODULAÇÃO *PHASE-SHIFT*

Este capítulo é dedicado ao estudo do comportamento do CPRST, com o objetivo de determinar uma função de transferência linear que relacione a tensão de saída com a razão cíclica, sendo esta definida como:

$$G(s) = \frac{V_0(s)}{D(s)} \quad (4.1)$$

A forma de obtenção de $G(s)$ dá-se por meio da dedução de um circuito equivalente do CPRST e, com ele, faz-se a linearização de pequenos sinais em torno de um ponto de operação. O modelo $G(s)$ será validado por simulação e, a partir dele, será fechada a malha com um controlador projetado pelo método do Lugar das Raízes. Para tanto, será utilizado o sistema cujos parâmetros foram projetados na seção 3.7. Ainda, será apresentada a simulação do CPRST operando em malha fechada e a comparação com o modelo linear obtido anteriormente.

4.1 CIRCUITO EQUIVALENTE

O capítulo 3 apresentou a análise do CPRST funcionando com modulação *Phase-Shift*. No chamado MC1, a corrente média de saída é definida pela expressão 3.16 e, no MC2, a corrente média de saída é definida pela expressão 3.41 (ou pela equação 3.48 pelo equacionamento simplificado). Tais equações revelam o comportamento do conversor em malha aberta.

A análise das equações citadas, demonstra que a corrente média de saída é função da tensão de saída (parametrizada na variável q), da razão cíclica (D) e da relação entre a frequência de comutação e parâmetros físicos do conversor, agrupados na variável μ_0 . É possível sintetizar a função por meio da seguinte equação:

$$\overline{I_{omed}} = f(\mu_0, q, D) \quad (4.2)$$

A equação 4.2 sugere que o conversor pode ser modelado como uma fonte de corrente controlada pelas grandezas mencionadas. No entanto, com a utilização da modulação *Phase-Shift*, a frequência de comutação é fixa, fazendo com que o parâmetro μ_0 também seja fixo, podendo, portanto, ser retirado da equação 4.2. Desta forma, o CPRST

pode ser modelado como uma fonte de corrente controlada pela tensão de saída e pela razão cíclica, cuja corrente é fornecida para o capacitor de saída e para a carga, conforme ilustra a figura 4.1.

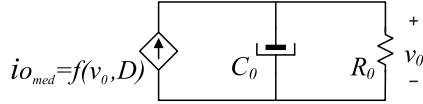


Figura 4.1 – Circuito equivalente do CPRST com modulação Phase-Shift que permite a obtenção da função de transferência.

A figura 4.1 evidencia o comportamento do CPRST, sabendo-se que a corrente é controlada pela razão cíclica mas que, também, sofre influência da própria tensão de saída (v_o), cujo valor é determinado pela corrente, pelo capacitor de saída (C_o) e pela carga (R_o).

4.2 LINEARIZAÇÃO DE PEQUENOS SINAIS

Conforme visto no capítulo 3, a função que define o comportamento do conversor possui termos não lineares. Desta forma, para a geração do modelo linear é necessária a linearização de pequenos sinais em torno de um ponto de operação, processo facilitado por meio da aproximação pela Série de Taylor.

Em teoria, a Série de Taylor define que o valor de uma função em um ponto x , distante Δx de um ponto x_1 , pode ser calculada pela equação:

$$f(x) = f(x_1) + \frac{f'(x_1) \cdot \Delta x}{1!} + \frac{f''(x_1) \cdot \Delta x^2}{2!} + \dots + \frac{f^n(x_1) \cdot \Delta x^n}{n!} \quad (4.3)$$

onde n é a derivada de maior grau da função $f(x)$.

Esta função pode ser aproximada ao redor do ponto x_1 utilizando-se, somente, o primeiro termo da aproximação pela Série de Taylor. Portanto, tem-se:

$$f(x) \approx f(x_1) + f'(x_1) \cdot \Delta x \quad (4.4)$$

Aplicando-se tal aproximação, obtém-se uma equação linear, em que quanto menor o valor de Δx , mais precisa fica a aproximação.

Da mesma forma, uma função multivariável pode ser aproximada

pela Série de Taylor. A aproximação de segunda ordem de uma função de duas variáveis ao redor do ponto (x_1, y_1) pode ser vista na seguinte equação:

$$f(x, y) \approx f(x_1, y_1) + f_x(x_1, y_1) \cdot \Delta x + f_y(x_1, y_1) \cdot \Delta y + \frac{1}{2!} [f_{xx}(x_1, y_1) \cdot \Delta x^2 + 2 \cdot f_{xy}(x_1, y_1) \cdot \Delta x \cdot \Delta y + f_{yy}(x_1, y_1) \cdot \Delta y^2] \quad (4.5)$$

onde o subscripto indica a derivada parcial da função.

Esta abordagem pode ser aplicada à função da corrente média de saída parametrizada, visto que se trata de uma função de duas variáveis. A aproximação de primeira ordem (linear) próximo ao ponto (q_1, D_1) é dada pela equação abaixo:

$$\begin{aligned} \overline{I_{omed}}(q, D) &= \overline{I_{omed}}(q_1, D_1) + \frac{\partial \overline{I_{omed}}}{\partial q}(q_1, D_1) \cdot \Delta q \\ &+ \frac{\partial \overline{I_{omed}}}{\partial D}(q_1, D_1) \cdot \Delta D \end{aligned} \quad (4.6)$$

No caso do CPRST operando no MC1, as derivadas parciais podem ser calculadas analiticamente, sendo as seguintes:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \overline{I_{omed}}}{\partial q} &= - \frac{\left[2 \cdot \mu_0 + \sqrt{q} \cdot \left(\pi \cdot \mu_0 - \pi - \mu_0 \cdot \cos^{-1} \left(\frac{q-1}{q+1} \right) \right) \right]^2}{2 \cdot \mu_0 \cdot \pi} \\ \frac{\partial \overline{I_{omed}}}{\partial D} &= - \frac{\pi}{2 \cdot \mu_0} \cdot (D - 1) \end{aligned} \quad (4.7)$$

Ao substituir-se as derivadas parciais por constantes K_1 e K_2 , a equação 4.6 é reescrita como:

$$\overline{I_{omed}}(q, D) = \overline{I_{omed}}(q_1, D_1) + K_1 \cdot \Delta q + K_2 \cdot \Delta D \quad (4.8)$$

Ao substituir-se as variáveis Δq e ΔD por suas definições, reescreve-se a equação 4.8:

$$\overline{I_{omed}}(q, D) = \overline{I_{omed}}(q_1, D_1) + K_1 \cdot (q - q_1) + K_2 \cdot (D - D_1) \quad (4.9)$$

cuja expansão e evolução conduzem à seguinte equação:

$$\overline{I_{omed}}(q, D) = \overline{I_{omed}}(q_1, D_1) - K_1 \cdot q_1 - K_2 \cdot D_1 + K_1 \cdot q + K_2 \cdot D \quad (4.10)$$

Os três primeiros termos da equação podem ser agrupados em uma constante K_0 , originando a equação genérica dada por:

$$\overline{I_{omed}}(q, D) = K_0 + K_1 \cdot q + K_2 \cdot D \quad (4.11)$$

onde:

$$K_0 = \overline{I_{omed}}(q_1, D_1) - K_1 \cdot q_1 - K_2 \cdot D_1 \quad (4.12)$$

As constantes K_1 e K_2 são as derivadas parciais, contudo, não havendo solução analítica para as mesmas, pode-se calculá-las da seguinte forma:

$$K_1 = \frac{\overline{I_{omed}}(q_1 + \Delta q, D_1) - \overline{I_{omed}}(q_1, D_1)}{\Delta q} \quad (4.13)$$

$$K_2 = \frac{\overline{I_{omed}}(q_1, D_1 + \Delta D) - \overline{I_{omed}}(q_1, D_1)}{\Delta D}$$

De posse destas equações, é possível atualizar o circuito equivalente do CPRST, conforme a figura 4.2, bem como ainda extrair a equação básica 4.14.

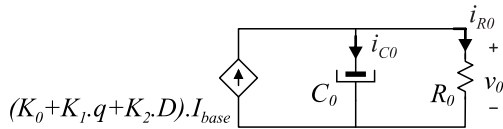


Figura 4.2 – Circuito equivalente do CPRST com modulação Phase-Shift.

$$(K_0 + K_1 \cdot q + K_2 \cdot D) \cdot I_{base} = i_{C_0} + i_{R_0} \quad (4.14)$$

que, ao ser expandida, origina a seguinte equação:

$$\left(K_0 + K_1 \cdot \frac{v_0}{V_1} + K_2 \cdot D \right) \cdot \frac{V_1}{Z} = C_0 \cdot \frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0}{R_0} \quad (4.15)$$

Aplicando-se a Transformada de Laplace, obtém-se o resultado:

$$v_0(s) = \left(\frac{R_0}{s \cdot R_0 \cdot C_0 + 1 - \frac{K_1 \cdot R_0}{Z}} \right) \cdot (K_0 + K_2 \cdot D(s)) \cdot \frac{V_1}{Z} \quad (4.16)$$

A equação 4.16 é o modelo linear do CPRST operando com modulação *Phase-Shift*, obtido por meio da linearização de pequenos sinais em um ponto de operação. A figura 4.3 é uma representação gráfica da equação 4.16.

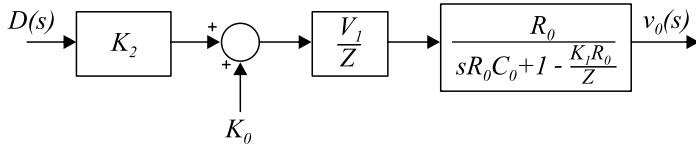


Figura 4.3 – Diagrama de blocos do modelo linear do CPRST obtido por meio da linearização de pequenos sinais.

O modelo linear identificado demonstra que o comportamento do conversor é de primeira ordem, com um polo na seguinte frequência:

$$frequência_{polo} = \frac{1 - \frac{K_1 \cdot R_0}{Z}}{R_0 \cdot C_0} \text{radianos} \quad (4.17)$$

4.3 VALIDAÇÃO DO MODELO LINEAR POR SIMULAÇÃO

Na seção 3.7 foram projetados os parâmetros de um CPRST de 1kW de potência, com tensão de entrada 300V e frequência de comutação 50kHz, estabelecendo-se como parâmetros:

- $q = 0,67$;
- $V_0 = 0,67 \cdot 300 = 201V$;
- $D = 0,8$;
- $Cr = 3nF$;
- $Lr = 106,3\mu H$;
- $f_0 = 281,8kHz$;
- $\mu_0 = 0,1774$;

- $Z = 188,24\Omega$;
- $I_{base} = 1,5937A$;
- $I_{omed} = 4,98A$;
- $\overline{I_{omed}} = 3,12$.

Para a potência e tensão de saída definidos, a carga é equivalente a um resistor $R_0 = 40,401\Omega$. Para esta potência, é suficiente utilizar um capacitor $C_0 = 40\mu F$, uma vez que a constante de tempo RC será aproximadamente $1,6ms$, o que representa um valor quase 100 vezes maior do que o período de comutação.

Com os valores de C_0 e R_0 , a obtenção do modelo linear pode prosseguir. Neste exemplo, a linearização será feita em torno do ponto $D = 0,8$. Desta forma, os valores de K_1 e K_2 podem ser calculados pela equação 4.7 e, seus valores, assim definidos:

$$K_1 = -3,6516$$

$$K_2 = 1,771$$

O valor de K_0 pode ser calculado pela equação 4.12, obtendo-se:

$$K_0 = 4,153$$

Com os parâmetros calculados, o modelo linear do CPRST pode ser estabelecido, conforme retrata a figura 4.4.

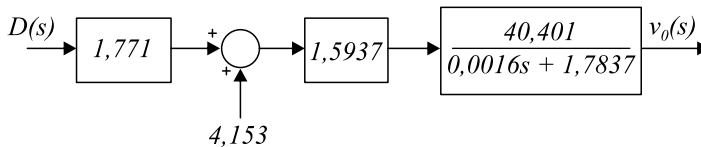


Figura 4.4 – Diagrama de blocos do modelo linear do CPRST de exemplo.

De posse do modelo linear, pode ser feita a comparação com o CPRST que lhe deu origem. Esta comparação será feita aplicando-se um degrau na razão cíclica, no ponto em que foi feita a linearização, e verificando-se a tensão de saída, conforme mostra a figura 4.5.

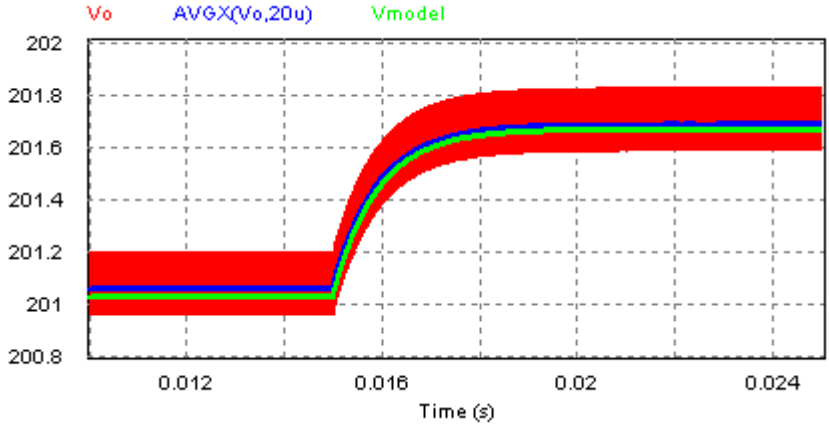


Figura 4.5 – Comparativo entre o CPRST com os parâmetros projetados no exemplo de projeto e o modelo linear do mesmo para a resposta a um degrau na razão cíclica de 0,80 para 0,81.

A figura 4.5 evidencia as formas de onda da tensão instantânea de saída do conversor, da tensão média de saída do conversor e do valor obtido por meio do modelo linear referenciado na figura 4.3, para um degrau na razão cíclica de 0,80 para 0,81. Percebe-se pela figura, que o modelo linear representa bem o comportamento do conversor, haja vista que ambas as respostas possuem a mesma constante de tempo e o mesmo ganho.

4.4 PROJETO DO CONTROLADOR

Nesta seção, será projetado um controlador para o CPRST do exemplo anterior. O sensor de realimentação da tensão de saída apresenta ganho $H_f = 0,01$ e o modulador *Phase-Shift* do circuito simulado é implementado com uma onda triangular, cujo valor de pico é $V_p = 2,5V$. Desta forma, o ganho do modulador é:

$$H_m = \frac{1}{V_p} \implies H_m = \frac{1}{2,5} \implies H_m = 0,4 \quad (4.18)$$

Os requisitos para o projeto do controlador, deste exemplo, são:

- Erro estático nulo;

- Sobressinal máximo de 2% para degrau de carga de 10%;
- Tempo de acomodação menor do que 1ms.

O controlador mais simples, capaz atender a tais requisitos, é um PI. A metodologia adotada para o projeto do controlador é pelo Lugar das Raízes, graficamente ilustrada na figura 4.6 onde consta o modelo linear do CPRST já adicionado do controlador projetado, incluindo o ganho do modulador e do sensor de tensão da realimentação.

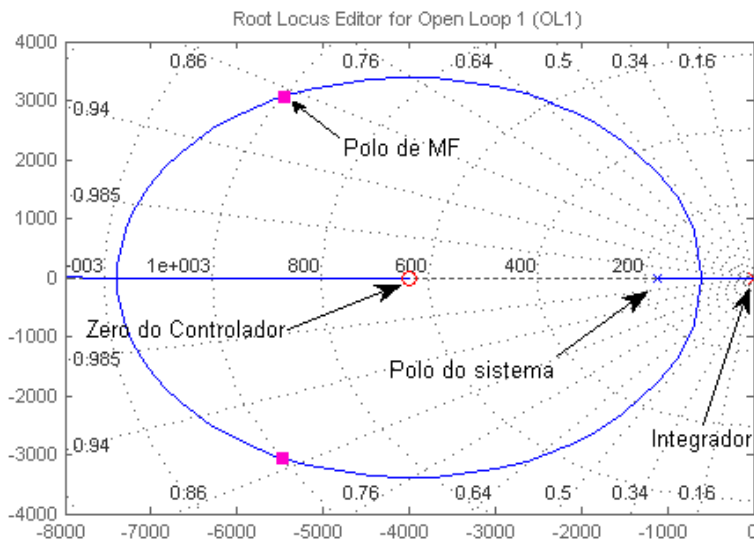


Figura 4.6 – Gráfico do Lugar das Raízes do modelo linear com o controlador projetado.

Resumidamente, o método de projeto pelo Lugar das Raízes consiste em definir a localização dos polos em MF. Com esta posição, verificam-se quais os polos dominantes e, a partir destes, são extraídos valores como o coeficiente de amortecimento ξ , o valor do sobressinal M_p , tempo de subida t_r e tempo de acomodação t_s . Além disso, faz-se necessária a verificação dos zeros do sistema em MF, atentando-se para o fato de que se próximos dos polos, podem influenciar na resposta, tipicamente aumentando o sobressinal.

Para um sistema de segunda ordem padrão (sem zeros), os parâmetros da resposta podem ser aproximados pelas seguintes equações:

$$t_r \approx \frac{1,8}{\omega_n} \text{segundos} \quad (4.19)$$

$$M_p \approx e^{-\frac{\pi \cdot \xi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \quad (4.20)$$

$$t_s \approx \frac{4,6}{\sigma} \text{segundos} \quad (4.21)$$

onde σ e ω_d são as partes real e imaginária do polo e:

$$\omega_n = \sqrt{\sigma^2 + \omega_d^2} \text{radianos} \quad (4.22)$$

A função de transferência do controlador projetado está apresentada na equação 4.23.

$$C(s) = 150k \cdot \frac{0,00025 \cdot s + 1}{s} \quad (4.23)$$

A Função de Transferência de Malha Fechada (FTMF) do sistema com o controlador projetado é:

$$FTMF(s) = 1.007.812 \cdot \frac{s + 4.000}{s^2 + 11.200 \cdot s + 40.310.000} \quad (4.24)$$

cujos polos de MF estão em:

$$-5.500 \pm j3.122 \text{radianos}$$

e o zero de MF está em:

$$-4.000 \text{radianos}$$

O zero de MF está, portanto, próximo ao par de polos complexos conjugados.

Baseando-se apenas na posição dos polos de MF, as respostas esperadas seriam:

$$\xi = 0,87$$

$$t_r = 0,28ms$$

$$M_p = 0,35\%$$

$$t_s = 0,8ms$$

A figura 4.7 exhibe a resposta, do CPRST e de seu modelo linear,

ambos em MF com o controlador projetado, a um degrau na referência que equivale a 1V na saída.

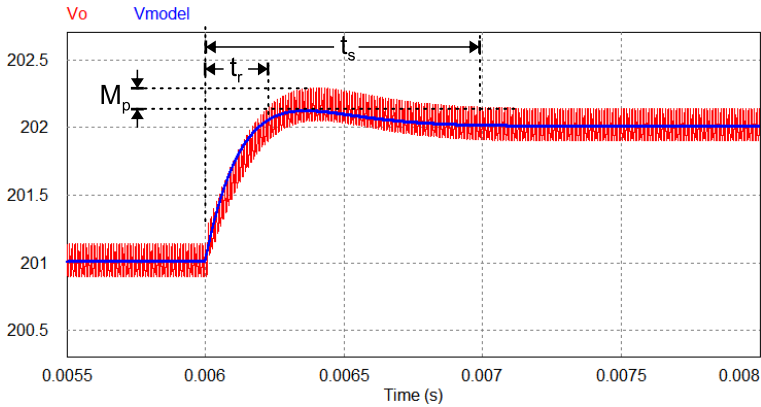


Figura 4.7 – Resposta a um degrau na referência equivalente a 1V na saída para o CPRST com os parâmetros projetados e o modelo linear equivalente.

É possível perceber na figura 4.7 que o erro estático é nulo e que os valores de t_r , t_s e M_p são aproximadamente $200\mu s$, $1ms$ e 10% , respectivamente. Esta divergência entre os valores esperados e os valores constatados é decorrente do zero de MF que “acelera” a resposta, fato corroborado pelo valor de t_r , menor do que o esperado, e por M_p e t_s , que são maiores do que os esperados.

Comparando-se o valor de t_s de MF com MA, percebe-se que o sistema tornou-se mais célere ($1ms$ em MF contra $5ms$ em MA), verificando-se, ainda, que o modelo representa adequadamente a resposta do CPRST.

A simulação e a comparação com o modelo linear de um degrau de carga de 100% para 90% e, depois, retornando a 100% , está retratado na figura 4.9. O circuito simulado mantém-se o mesmo dos exemplos anteriores e o sistema linear simulado, apresentado na figura 4.8.

Por meio da figura 4.9 é possível perceber que o erro estático é nulo, o tempo de acomodação (t_s) é menor do que $1s$ e que o sobressinal é menor do que $1V$, representando menos de $0,5\%$. Desta forma, os requisitos do projeto do controlador foram atendidos.

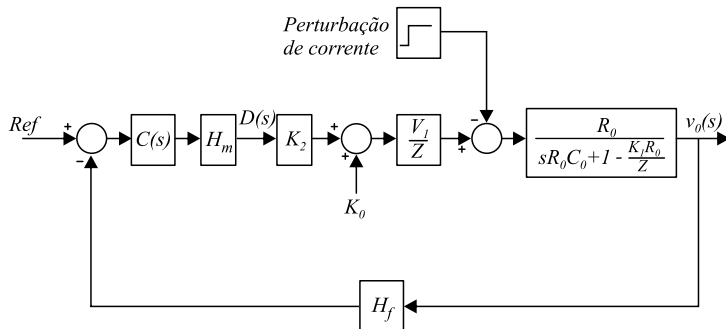


Figura 4.8 – Diagrama de blocos do sistema linear com perturbação na carga.

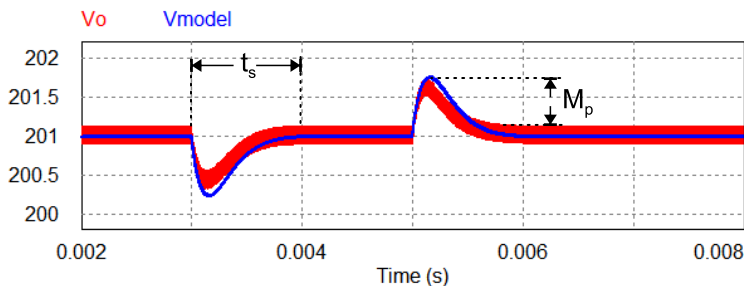


Figura 4.9 – Resposta ao degrau de carga de 100% para 90% e retornando a 100% para o CPRST do exemplo e seu modelo linear.

4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, estudou-se o comportamento dinâmico do conversor com o objetivo de projetar um controlador de tensão. Viu-se que o modelo linear obtido por meio da linearização de pequenos sinais apresenta bons resultados e que o comportamento do conversor é tipicamente de primeira ordem, tornando fácil o projeto de um controlador que atenda os requisitos de projeto.

Caso o conversor opere com uma variação de carga grande, pode haver necessidade de determinar o modelo linear do conversor em pelo menos dois pontos de operação diferentes, bem como projetar o controlador para todos estes pontos e verificar em qual deles os requisitos são melhor atendidos, para todas as faixas de operação.

5 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo demonstra a estrutura física do protótipo construído, o projeto de seus parâmetros e explica a construção dos seus módulos, da carga e do transformador de alta tensão, dando destaque para este. Será explicada a realização do controlador, bem como se abordará o efeito das não idealidades dos componentes. Por fim, são apresentadas fotos do conversor e, também, formas de onda que comprovam o funcionamento do mesmo em MA e MF, incluindo degrau de carga.

5.1 ESTRUTURA DO CONVERSOR PARA O ACIONAMENTO DA VÁLVULA TWT

Conforme retrata a figura 1.3, a válvula TWT precisa de um conjunto de tensões para polarizá-la e garantir seu correto funcionamento. Tais tensões de polarização podem ser modeladas como quatro fontes de tensão colocadas em série, demonstradas na figura 5.1.

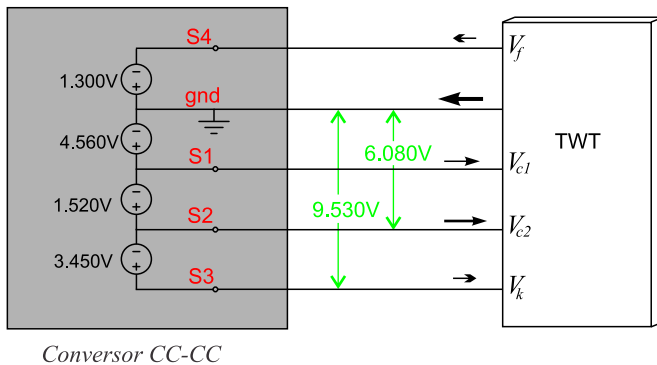


Figura 5.1 – Circuito equivalente do conversor que alimenta a válvula TWT.

A tensão a ser controlada é a tensão entre os pontos $S3$ e gnd (V_k), em decorrência de sua especificação mais restritiva de variação.

Uma forma de atender a estes requisitos é a implementação de

um CPRST para cada tensão necessária. Assim, seriam necessários quatro conversores e, como cada um deles controla sua própria tensão de saída, a especificação estaria sendo automaticamente atendida. Contudo, é válido destacar que esta forma não configurou objeto de estudo na presente pesquisa.

Outra forma de gerar as quatro tensões consiste em ter somente um CPRST que tenha um transformador com quatro enrolamentos no lado secundário, disponibilizando um para cada tensão necessária. Cada enrolamento é conectado a um retificador de onda completa e a saída destes é colocada em série. A tensão a ser controlada continua sendo a tensão entre os pontos *S3* e *gnd*.

Logo, a forma escolhida para implementar o conversor, consistiu em fazer apenas um conversor com várias saídas no transformador. A estrutura dos estágios de potência do conversor é ilustrada na figura 5.2, na qual se evidenciam o retificador de entrada com filtro capacitivo (que implementa a tensão de entrada V_1), a ponte completa de transistores, o transformador de alta tensão, os retificadores de saída e as quatro tensões necessárias para o funcionamento da válvula.

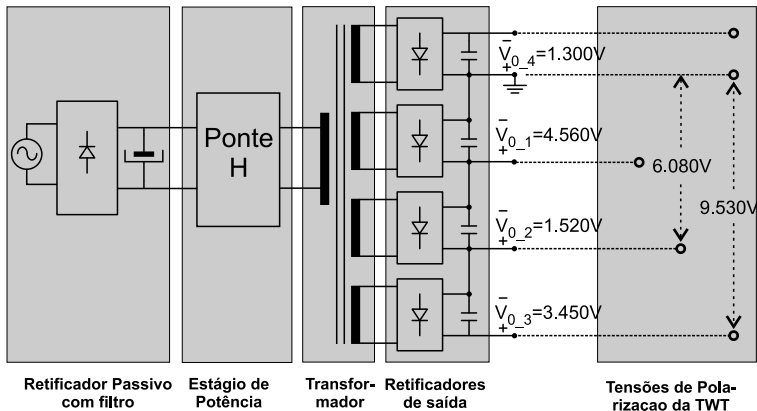


Figura 5.2 – Estrutura de potência do conversor que alimenta a válvula TWT.

Observa-se que, em todas as saídas, as tensões são superiores a 1.300V. Existem duas maneiras de construir um retificador que suporte as tensões mostradas: a primeira requer, somente, uma ponte retificadora e, neste caso, tanto os diodos quanto o capacitor estarão

submetidos à tensão total da saída correspondente e, a segunda, em utilizar um arranjo com vários retificadores em série, o que torna possível usar componentes de menor tensão, mais comercializados e, portanto, fáceis de encontrar a custo menor elevado se comparados a componentes de maior tensão. Por outro lado, esta técnica apresenta como desvantagem a demanda por mais componentes no circuito.

A opção escolhida, no decorrer deste trabalho, foi utilizar componentes que suportam até 1.000V e, com isto, cada uma das tensões necessárias para a polarização da válvula é implementada por duas ou mais saídas do transformador. Contribuiu, ainda, para esta decisão, o fato de que as tensões das quatro saídas não são iguais, ou seja, caso fossem utilizados componentes que suportassem a maior tensão (4.560V), tais componentes estariam sobredimensionados para as tensões menores ou se utilizariam componentes de tensões diferentes, o que não é interessante do ponto de vista produtivo.

Para a saída de 1.300V (denominada, doravante, de S4), foram projetados dois retificadores de 650V cada. Para a saída de 4.560V (chamada de S1), foram projetados seis retificadores de 760V cada. Para a saída de 1.520V (chamada de S2), dois retificadores de 760V cada e, para a saída de 3.450V (chamada de S3), projetados cinco retificadores de 690V cada.

A configuração final da parte de potência do conversor é apresentada na figura 5.3. Em paralelo aos transistores aparecem os capacitores de comutação, resultantes da soma da capacitância intrínseca do transistor com uma capacitância externa. A capacitância de ressonância (C_r) é somente a capacitância intrínseca do transformador. A indutância de ressonância (L_r) é a soma da indutância de dispersão do transformador com um indutor externo, projetado para o conversor atingir o ponto de operação desejado.

Os capacitores dos retificadores de saída foram escolhidos de acordo com a potência da saída correspondente. Para facilitar a aquisição dos mesmos, foram definidos apenas dois valores de capacitâncias, um valor para as saídas S1 e S2 e outro valor para as saídas S3 e S4.

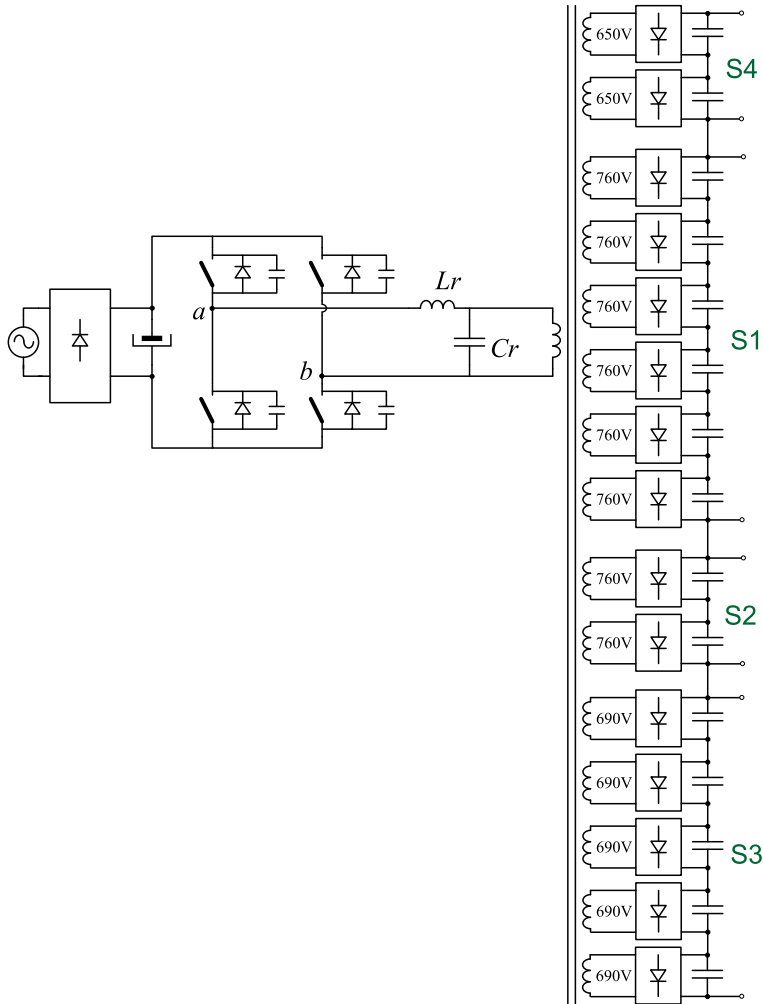


Figura 5.3 – Topologia completa do CPRST.

5.2 PROJETO DO CPRST

O projeto do CPRST utilizado para o acionamento da válvula TWT seguiu o procedimento descrito na seção 3.7. Os dados de projeto foram: $P_0 = 2.100W$, $V_1 = 300V$ e $fs = 50kHz$.

PRIMEIRO PASSO

Escolhido $q = 0,667$, gerou-se os seguintes parâmetros para o circuito simplificado:

$$V_0 = 200V$$

$$I_{omed} = \frac{2.100W}{200V} = 10,5A$$

SEGUNDO PASSO

Razão Cíclica escolhida: $D = 0,8$.

TERCEIRO PASSO

Projeto e confecção do transformador, considerando-se:

- Relação de transformação para as 16 saídas, conforme esquema da figura 5.3, sendo $(1 : \frac{650}{200})$ para a saída $S4$, $(1 : \frac{760}{200})$ para as saídas $S1$ e $S2$ e $(1 : \frac{690}{200})$ para a saída $S3$;
- Corrente eficaz máxima no primário:

$$I_{Lr_ef} = I_{omed} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \implies I_{Lr_ef} = 10,5 \cdot 1,155 \implies I_{Lr_ef} = 12,1A$$

- Corrente de pico no primário:

$$I_{Lr_pico} = 2 \cdot I_{omed} \implies I_{Lr_pico} = 2 \cdot 10,5 = 21A$$

- Frequência de comutação $f_s = 50kHz$.

QUARTO PASSO

Medição da capacitância paralela equivalente: $C_r = 3,9nF$. A indutância de dispersão do transformador foi $2\mu H$ e, a indutância magnetizante, em torno de $1,5mH$.

QUINTO PASSO

Cálculo da indutância necessária para se chegar ao ponto de operação: $L_r = 47,7\mu H$.

Com os valores de C_r e L_r foram obtidos os valores de f_0 , μ_0 , Z , I_{base} e $\overline{I_{omed}}$:

- $f_0 = 367kHz$ (equação 2.1);
- $\mu_0 = 0,136$ (equação 2.5);
- $Z = 110\Omega$ (equação 2.3);
- $I_{base} = 2,72A$ (equação 2.17);
- $\overline{I_{omed}} = 3,85$ (equação 2.23).

A figura 5.28 ilustra, graficamente, a característica externa do conversor com os parâmetros calculados, destacando-se o ponto de operação projetado.

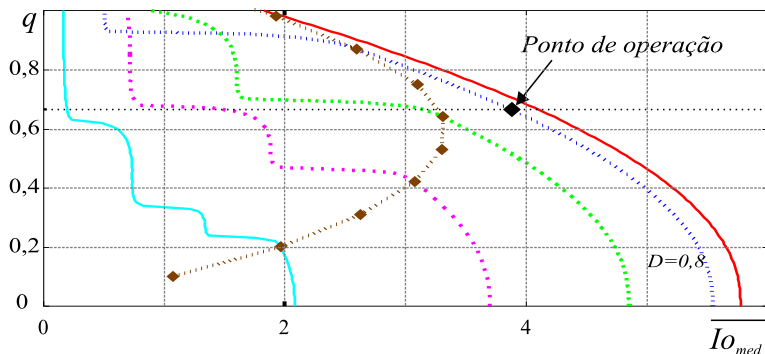


Figura 5.4 – Característica externa do conversor com $\mu_0 = 0,136$, que é o valor projetado.

O valor do resistor equivalente, para esta especificação, é 19Ω . Na figura 5.5, observa-se o resultado da simulação do CPRST com componentes ideais, obtendo-se como valores: $I_{omed} = 10,5A$, $I_{Lr_ef} = 11,6A$ e $I_{Lr_max} = 17,9A$.

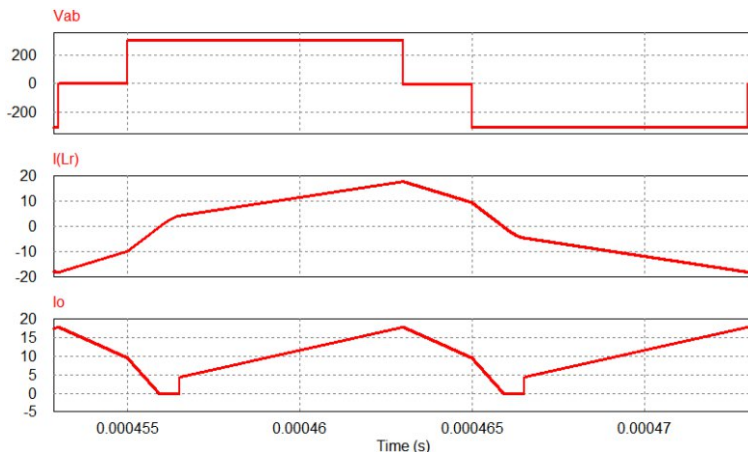


Figura 5.5 – Resultado da simulação do CPRST com $C_r = 3,9nF$, $L_r = 47,7\mu H$, $f_s = 50kHz$, $V_1 = 300V$, $q = 0,667$ e $D = 0,8$.

5.3 CONSTRUÇÃO DO TRANSFORMADOR DE ALTA TENSÃO

Em qualquer conversor isolado, o transformador tem vital importância e, sobretudo neste projeto, quando as altas tensões necessárias são alcançadas somente por seu intermédio. Nos conversores de baixa tensão, o efeito do transformador pode ser reduzido ao efeito da indutância de dispersão. Neste projeto, o principal desafio na construção do transformador é a isolamento adequada em conjunto com parâmetros também adequados de capacitâncias, indutância de dispersão e indutância magnetizante.

O procedimento de projeto do conversor proposto possui, somente, um grau de liberdade na definição de C_r e L_r . Ou seja: fixando-se o valor de um parâmetro, o outro deveria ser calculado. O parâmetro fixado foi o da capacitância de ressonância (C_r), uma vez que a introdução de um indutor auxiliar é mais fácil do ponto de vista construtivo do conversor, pois requer apenas uma unidade a ser colocada no lado primário. Optando-se por capacitores adicionais, o lugar natural para os mesmos seria o lado secundário (um para cada enrolamento), estando submetidos à alta tensão e, com isto, dificultando sua construção em razão da demanda por vários componentes.

Sendo C_r fixo, a indutância de ressonância é calculada a partir da capacitância (levando-se em conta todos os outros parâmetros). Caso a

indutância de dispersão encontrada no transformador não seja suficiente para chegar ao valor de projeto de Lr , adiciona-se um indutor externo em série com o transformador.

O fluxo do trabalho transcrito no projeto consistiu em, primeiramente, realizar a análise teórica do conversor para entender seu comportamento e projetar os parâmetros para atingir o ponto de operação requerido. Em sequência, pesquisou-se uma forma de construir o transformador cujos parâmetros atendessem às necessidades do projeto.

Inicialmente, com o auxílio de um equipamento do tipo *Hi-pot* (modelo ET-4500 CA da empresa Electric Test Sert, empresa nacional, tensão alternada, $60Hz$, $0 - 20kV$) foram feitos ensaios para testar e comprovar dados de catálogo da rigidez dielétrica de vários materiais como fios, placas de circuito impresso, carretéis, papel, verniz, fitas e polímeros isolantes. Com estes dados e as informações provenientes da literatura ([11]), determinou-se o procedimento de construção do transformador.

Os principais fatores que comprometem a isolação são a presença de ar dentro do enrolamento e a pouca distância entre espiras com potenciais muito diferentes. Logo, a forma de montagem deve considerar ambos os fatores. As bolhas de ar indesejáveis localizadas dentro do transformador poderiam ser minimizadas com a utilização de um sistema de impregnação de verniz a vácuo. Infelizmente, não houve tal possibilidade no decorrer do trabalho.

Os parâmetros do transformador projetado seguem abaixo:

- Núcleo Thorton NEE-76-50-25 IP12R;
- Enrolamento primário com 14 espiras formado por um cabo com 6 condutores *Litz* em paralelo, cada um com 40 fios AWG37, totalizando área de seção transversal de $0,024cm^2$;
- Saída S1: 6 enrolamentos com 53 espiras cada, de fio 28 AWG, para corrente projetada de 345mA;
- Saída S2: 2 enrolamentos com 53 espiras cada, de fio 28 AWG, para corrente projetada de 315mA;
- Saída S3: 5 enrolamentos com 48 espiras cada, de fio 32 AWG, para corrente projetada de 15mA;
- Saída S4: 2 enrolamentos com 45 espiras cada, de fio 32 AWG, para corrente projetada de 1,5mA.

Os materiais utilizados na confecção dos protótipos do transformador foram:

- Carretel feito com placa de circuito impresso em fibra;
- Papel isolante *Presspahn*[®];
- Fita isolante *Kapton*[®].

No primeiro protótipo do transformador construído foi feita uma separação entre o enrolamento primário e os enrolamentos do secundário de forma a aumentar o isolamento entre eles, conforme apresenta a figura 5.6.

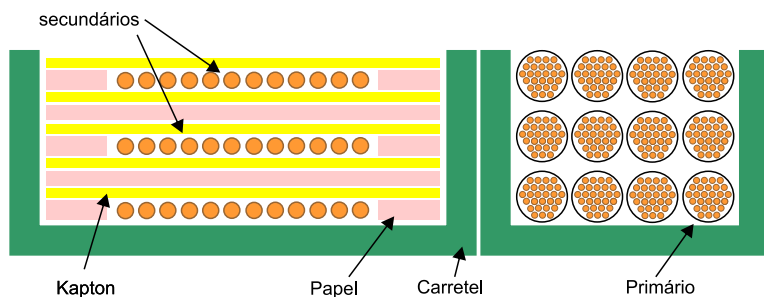


Figura 5.6 – Forma de enrolamento separando o enrolamento primário dos secundários.

O teste no *Hi-pot* mostrou que não havia problemas de isolamento. No entanto, ao se medir a indutância de dispersão, percebeu-se que a mesma estava muito acima do valor de projeto. O valor medido foi $160\mu H$ contra $47,7\mu H$ do valor necessário para alcançar o ponto de operação desejado.

Foi feito, então, um segundo protótipo com o objetivo de minimizar a indutância de dispersão porém mantendo o mesmo nível da capacitância. Para atingir este objetivo, alterou-se a forma de construção dos enrolamentos, colocando primário e secundários dentro do mesmo carretel. A figura 5.7 demonstra a forma final de elaboração do enrolamento, enquanto a figura 5.8 evidencia os locais de entrada e saída dos fios dos enrolamentos, em que o fio entra por um lado do carretel e sai pelo outro.

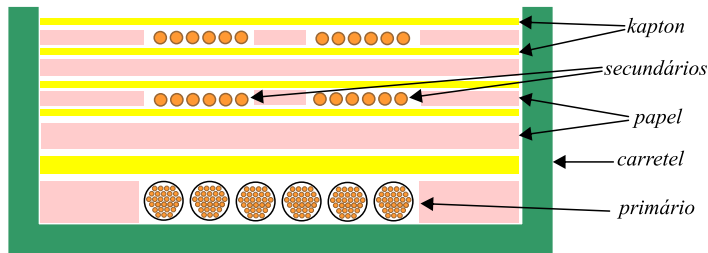


Figura 5.7 – Forma de enrolamento com primário e secundários no mesmo carretel.

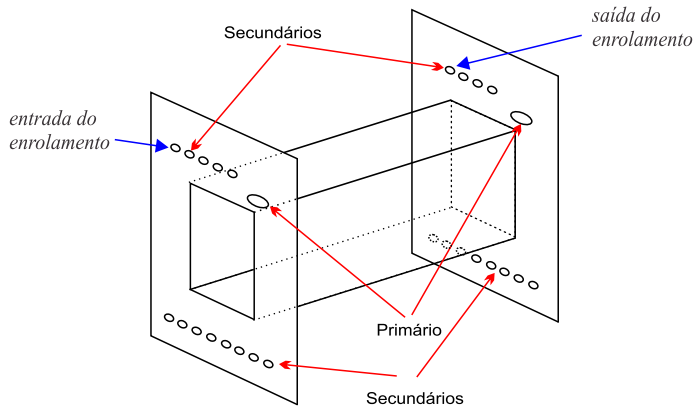


Figura 5.8 – Locais de entrada e saída dos fios dos enrolamentos.

O segundo protótipo do transformador apresentou indutância de dispersão na ordem de $2\mu H$ e capacitância intrínseca na ordem de $3,9nF$, dando sequência na validação experimental do conversor. Para atender aos $47,7\mu H$ necessários, requereu-se a construção de um indutor $45,7\mu H$ para ficar em série com o transformador.

Merecem destaque alguns cuidados tomados na construção do transformador:

- Os fios das espiras foram mantidos sempre com um espaçamento seguro, incluindo a entrada e saída dos fios;
- Não houve cruzamento entre espiras com potenciais muito diferentes;
- Foi dado um banho de verniz para melhorar a isolação.

A figura 5.9 é uma foto de um protótipo de transformador construído.

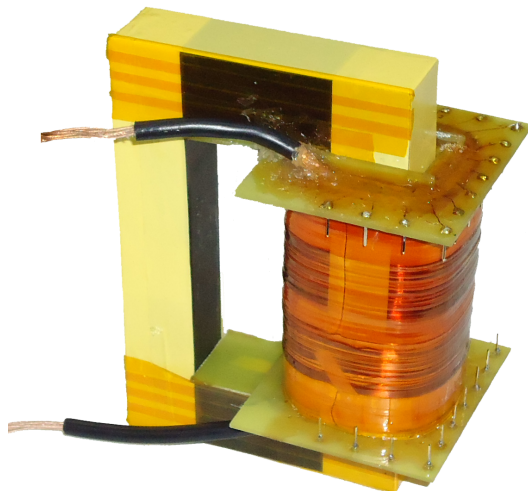


Figura 5.9 – Foto do protótipo do transformador construído.

5.4 PONTE H

A ponte H (ou *full-bridge*) foi construída com transistores do tipo *MOSFET*, modelo FDH27N50 da empresa Fairchild. As principais características deste *MOSFET* são: corrente contínua no dreno de 27A, tensão máxima dreno-fonte 500V, resistência dreno-fonte de 0,19 Ω em condução na temperatura de 25°C.

5.5 ESTÁGIO DE SAÍDA

Conforme a figura 5.3, cada estágio de saída é formado por uma ponte completa de diodos e filtro capacitivo. Em todas as saídas, o modelo de diodo utilizado foi o *MUR1100*, componente ultrarrápido e que suporta uma corrente direta média, de até 1A, e tensão reversa, de até 1.000V.

Os capacitores são da série MKP-4, fabricado pela WIMA, feitos de polipropileno e capazes de suportar 1.000V de tensão contínua. Nas

saídas $S1$ e $S2$, que são de maior potência, o valor da capacitância definido foi $470nF$ e, nas saídas $S3$ e $S4$, foi $22nF$.

5.5.1 Modelo Equivalente do Estágio de Saída

Durante toda a análise teórica do conversor, foi adotada uma simplificação para o estágio de saída. O transformador ideal foi suprimido e as 15 saídas foram trocadas por apenas 1 que mantinha comportamento similar ao comportamento do conversor completo. O valor da capacitância equivalente foi obtido refletindo-se o valor de todas as capacitâncias para o lado primário do transformador e somando-se o valor de todas elas. A capacitância equivalente calculada foi $C_0 = 56\mu F$ e, a resistência equivalente, de $R_0 = 19\Omega$.

Na figura 5.10, retrata-se a simplificação do estágio de saída.

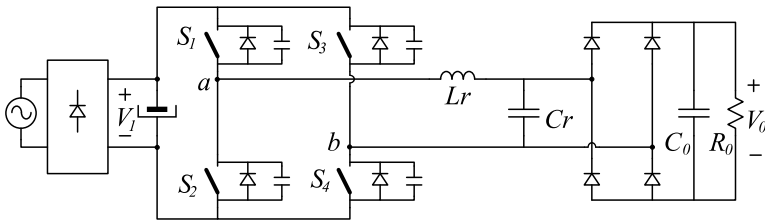


Figura 5.10 – Topologia do CPRST com estágio de saída simplificado.

5.6 EFEITO DAS NÃO IDEALIDADES

A indutância magnetizante tem como efeito principal diminuir a transferência de energia para a saída, uma vez que esta acaba drenando uma parcela da corrente que passa pela indutância de ressonância. Tal corrente drenada exerce influência na comutação, ampliando um pouco mais a faixa de comutação ZVS. Infelizmente, este efeito é mais pronunciado para valores maiores da razão cíclica. Outro efeito é a diminuição do valor eficaz da corrente em Lr . Quanto maior a indutância magnetizante, menor seu efeito neste circuito.

As resistências presentes no circuito também diminuem o fluxo de potência para a saída, já que também dissipam energia. Elas ainda amortecem as oscilações de corrente e de tensão em Lr e Cr , nas etapas em que ocorre a ressonância. No Plano de Fase, o amortecimento pode ser visualizado como uma espiral tendendo à origem. O principal efeito

do amortecimento das oscilações é que a tensão inicial da primeira etapa (V_A) no MC2 é mais próxima de zero, fazendo com que a trajetória da etapa 1 seja menor, caso $V_A < 0$ ou ainda, maior, caso $V_A > 0$. Desta forma, os sobressaltos apresentados no MC2 ficam amenizados. A figura 5.11 traz uma ilustração deste fato.

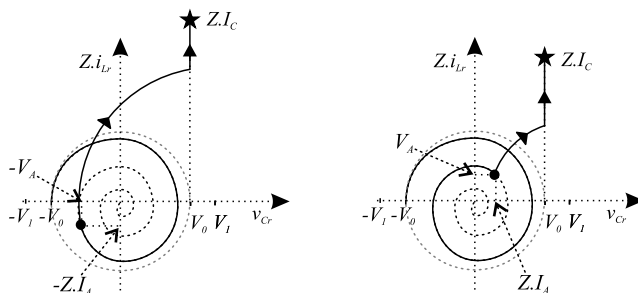


Figura 5.11 – Plano de Fase da primeira etapa no MC2 mostrando o amortecimento devido às resistências parasitas.

As indutâncias parasitas de trilha são danosas somente na trilha do barramento de entrada, pois, caso haja comutação dissipativa, elas acabam gerando sobretensões nos transistores. Nos demais casos, o efeito das indutâncias parasitas é somado ao efeito da indutância de ressonância e, portanto, não prejudica o funcionamento do circuito.

5.7 REALIZAÇÃO DO CONTROLADOR

Para a realização física do controlador foi utilizado um controlador PI com filtro, implementado por meio de um circuito analógico com um amplificador operacional e uma rede de resistores e capacitores. Além disto, este circuito já faz a subtração do sinal de realimentação.

O filtro adicional ao controlador PI é resultado de um polo que faz com que o controlador atenuie ruídos de alta frequência que podem ser prejudiciais ao funcionamento do circuito, além do próprio ruído da comutação.

O circuito que implementa o somador e o controlador é demonstrado na figura 5.12.

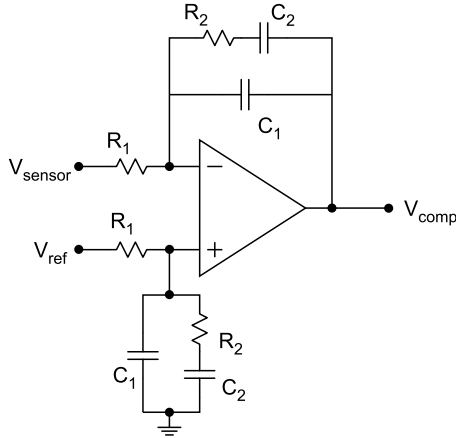


Figura 5.12 – Esquema do Somador e Controlador PI com Filtro.

A função de transferência deste controlador é dada pela seguinte equação:

$$H_{PIF}(s) = \frac{1 + s \cdot R_2 \cdot C_2}{s \cdot R_1 \cdot (C_1 + C_2 + s \cdot R_2 \cdot C_2 \cdot C_1)} \quad (5.1)$$

A função de transferência do controlador PI, projetado no capítulo 4 (equação 4.23), pode ser reescrita da seguinte forma:

$$C(s) = 37,5 \cdot \frac{0,00025 \cdot s + 1}{0,00025 \cdot s} \quad (5.2)$$

A equação 5.2 está na forma padrão de representação de um controlador PI, onde $K_{PI} = 37,5$ é o ganho de alta frequência e $T_{PI} = 0,00025$ s é a constante de tempo.

O cálculo dos componentes é assim estabelecido:

1. Atribui-se um valor para R_1 : $R_1 = 1.000\Omega$;
2. O produto $\frac{R_2}{R_1}$ é o ganho de alta frequência, portanto, é o ganho proporcional do controlador. Então: $R_2 = K_{PI} \cdot R_1 = 37,5 \cdot 1.000 = 37,5k\Omega$;
3. O produto $R_2 \cdot C_2$ é a constante de tempo do integrador, então: $C_2 = \frac{T_{PI}}{R_2} = \frac{0,00025}{37.500} = 6,6nF$
4. O capacitor C_1 introduz um polo cuja frequência deve ser maior do que as frequências de interesse do filtro para não interferir no

funcionamento do mesmo. Por exemplo: $f_f = 100kHz$. O valor de C_1 é calculado conforme a equação 5.3.

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_f \cdot R_2 + \frac{1}{C_2}} = 42pF \quad (5.3)$$

O projeto utilizou como controlador o CI da Texas Instruments, modelo UCC3895, definido como “*BiCMOS Advanced Phase-Shift PWM Controller*”. Este CI possui todas as funcionalidades necessárias ao funcionamento do CPRST. Adicionalmente, apresenta outras funcionalidades, como “*Soft-Start*” e proteção contra sobretensão e/ou sobrecorrente.

5.8 CONSTRUÇÃO DA CARGA

Os testes foram conduzidos com cargas resistivas projetadas para dissipar a mesma potência que a válvula TWT. A configuração da carga e os valores dos resistores que a compõem são representados pela figura 5.13.

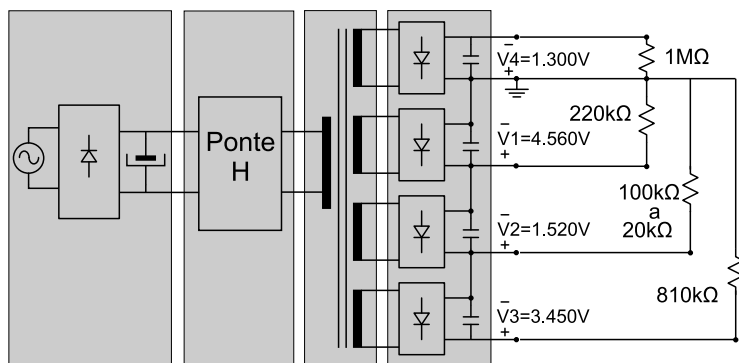


Figura 5.13 – Estrutura de potência do conversor com as cargas de teste.

A figura 5.14 traz uma foto das cargas.

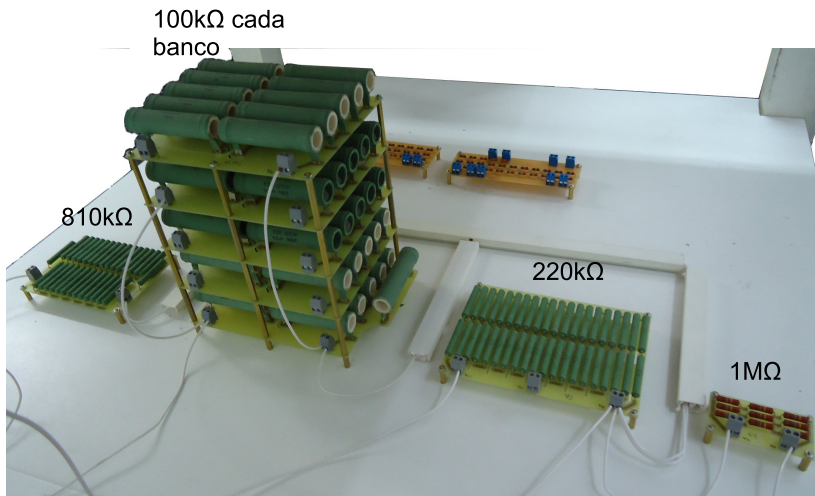


Figura 5.14 – Foto das cargas utilizadas nos testes.

As cargas conectadas nas saídas S_4 , S_1 e S_3 são fixas. A carga conectada na saída S_2 (que estava submetida à tensão de $6.080V$) é composta por 5 bancos de resistores colocados em paralelo. Esta carga, no seu valor máximo, consome $1.848W$ da fonte, representando mais de 90% da potência fornecida. Por isto, todas as variações de carga foram feitas variando apenas a mesma.

5.9 CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO

A construção do protótipo foi dividida em 4 placas de circuito impresso. São elas:

- Placa de controle;
- Placa de potência;
- Placa de alta tensão;
- Fonte auxiliar.

Na placa de controle estão alocados o CI de controle UCC3895, parte do divisor resistivo mais filtro para a leitura da tensão de saída, os CI's *drivers* e os transformadores de pulso para acionamento dos *MOSFETs*.

Na placa de potência estão alocados os *MOSFETs*, os componentes de acionamento dos mesmos (*driver*), o barramento capacitivo da entrada e o capacitor de bloqueio do nível CC que vai para o transformador de alta tensão.

Na placa de alta tensão estão alocados o transformador de alta tensão, todos os retificadores de onda completa com seus respectivos capacitores, os resistores que fazem o divisor resistivo para a realimentação da tensão e, por fim, os conectores de saída.

Na placa da fonte auxiliar estão alocados alguns reguladores lineares utilizados para gerar as várias tensões necessárias para o funcionamento do CPRST.

As placas de potência e fonte auxiliar foram montadas sobre um dissipador para remover o calor produzido pelos *MOSFETs* e reguladores lineares. A placa de controle foi, também, montada sobre o dissipador, porém, apenas para facilitar a montagem mecânica, ou seja: não há nenhum componente que necessite de dissipação de calor.

As figuras 5.15 e 5.16 mostram duas perspectivas do protótipo do CPRST montado. O esquema elétrico de todas as placas está no apêndice deste trabalho.

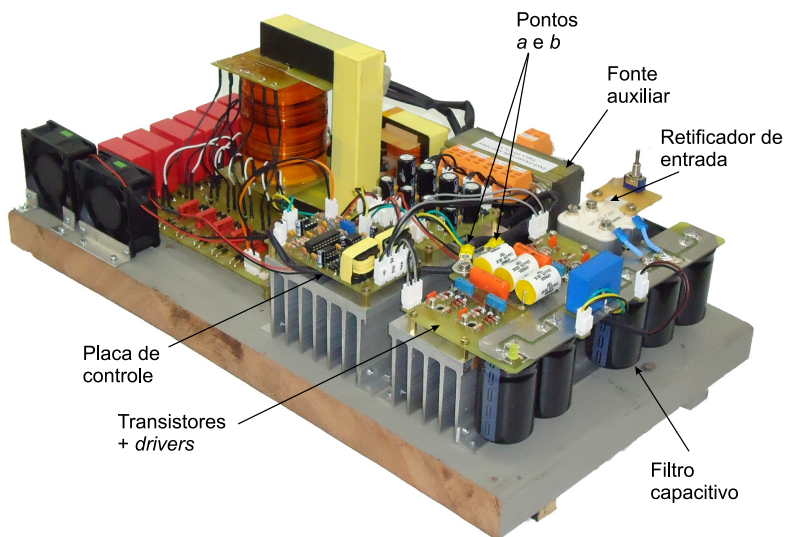


Figura 5.15 – Foto do CPRST montado em laboratório, vista 1.

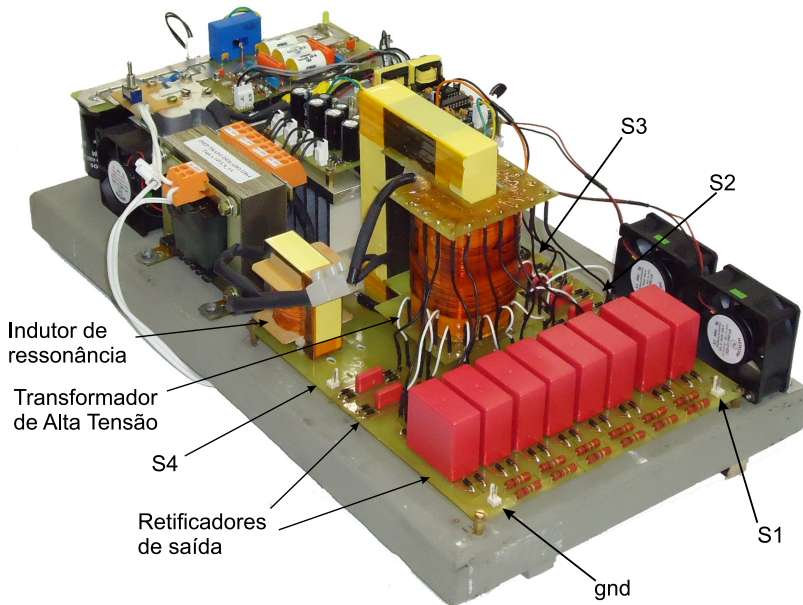


Figura 5.16 – Foto do CPRST montado em laboratório, vista 2.

5.9.1 Cálculo Térmico

Foram obtidos por simulação os valores das correntes média e eficaz que passam pelo *MOSFET* e por seu diodo em antiparalelo, na situação de carga máxima. São eles:

Tabela 4 – Valores médios e eficazes das correntes nos transistores.

	Transistor		Diodo	
	I média	I eficaz	I média	I eficaz
S1, S2	5,1A	8,1A	0,2A	1,2A
S3, S4	3,7A	6,8A	1,6A	4,6A

O *datasheet* do *MOSFET* indica que há uma variação na sua resistência dreno-fonte com o acréscimo da temperatura da junção. Desta forma, ao invés de se utilizar o valor $R_{on} = 0,19\Omega$ no cálculo, será utilizado o valor para 100°C , que é $R_{on} = 0,37\Omega$. Da mesma forma, os parâmetros do diodo intrínseco são: $V_D = 0,6\text{V}$ e $R = 5\text{m}\Omega$.

A potência dissipada nos *MOSFETs* é calculada por meio da seguinte equação:

$$P_{MOSFET} = R_{on} \cdot I_{ef}^2 \quad (5.4)$$

A potência dissipada no diodo em antiparalelo com o *MOSFET* é calculada por meio da seguinte equação:

$$P_{diodo} = I_{med} \cdot V_D + R \cdot I_{ef}^2 \quad (5.5)$$

As equações 5.4 e 5.5 são utilizadas para calcular a potência dissipada nos *MOSFETs*, cujos resultados seguem:

$$P_{transistor\ S1,S2} = R_{on} \cdot I_{ef}^2 = 0,37 \cdot 8,1^2 = 24,3W$$

$$P_{diodo\ S1,S2} = I_{med} \cdot V_D + R \cdot I_{ef}^2 = 0,2 \cdot 0,6 + 0,005 \cdot 1,2^2 = 0,13W$$

$$P_{transistor\ S3,S4} = 0,37 \cdot 6,8^2 = 17,1W$$

$$P_{diodo\ S3,S4} = 1,6 \cdot 0,6 + 0,005 \cdot 4,6^2 = 0,96 + 0,11 = 1,1W$$

O total das perdas em condução dos *MOSFETs* e seus diodos em antiparalelo é, aproximadamente, 85W. Não estão sendo consideradas as perdas por comutação, haja vista que na condição de carga máxima a comutação acontece sob tensão nula (ZVS).

Considerando-se que a temperatura ambiente é menor do que 40°C, o dissipador com ventilação forçada tem resistência térmica menor que $R_{TH} \leq 0,7^\circ\text{C}/\text{W}$, levando a uma condição de funcionamento sem “stress” de temperatura.

5.10 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.10.1 Funcionamento em Malha Aberta

Os testes iniciais do conversor foram feitos em MA. As formas de onda desta seção apresentam as cores amarelo para a corrente i_{Lr} , rosa para a tensão v_{ab} e azul para a tensão V_1 . Todas as formas de onda mostradas são na condição de tensão nominal ($V_k = 9.500V$).

A figura 5.17 mostra as formas de onda adquiridas no protótipo na condição de carga nominal (que é 100% de carga e $D = 0,8$). Percebe-se que há semelhança desta figura com a da simulação (figura 5.18), em que foram colocados os componentes parasitas (indutâncias e resistências) e a indutância magnetizante $Lm = 1mH$. O modo de operação é o MC1. O pico da corrente em Lr é aproximadamente 17A, tanto na simulação quanto na forma de onda adquirida no protótipo.

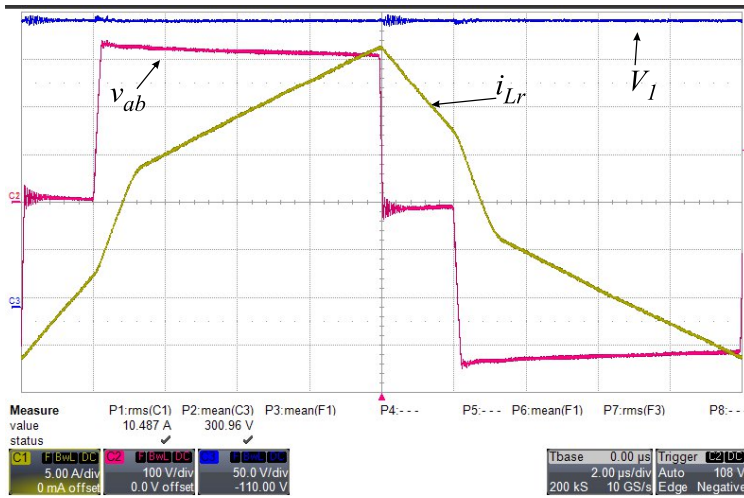


Figura 5.17 – Formas de onda i_{Lr} , v_{ab} e V_I para condição nominal.

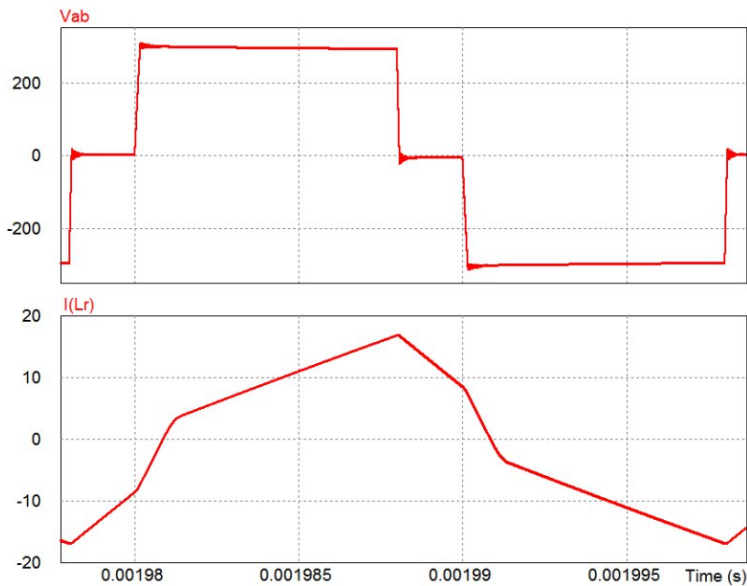


Figura 5.18 – Simulação da condição nominal.

A figura 5.19 mostra a forma de onda adquirida no protótipo para a situação 60% de carga com razão cíclica $D = 0,8$ e tensão nominal na saída. A tensão de entrada é menor do que 300V para compensar a menor potência. Seu valor lido foi 247V, portanto $q = 0,82$. O pico da corrente em Lr é 10A. Nesta situação, o conversor está operando no limite entre MC1 e MC2. A figura 5.20 mostra a forma de onda simulada para a mesma situação.

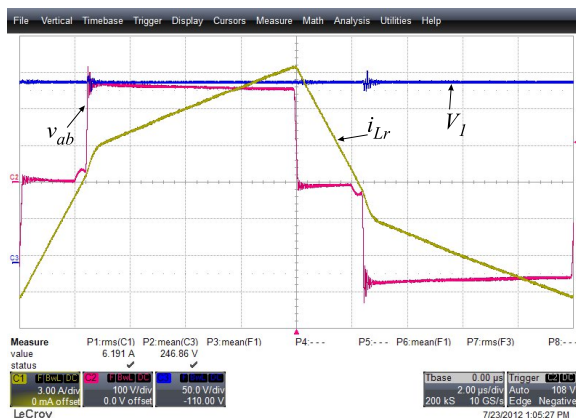


Figura 5.19 – Aquisição para 60% de carga com $D = 0,8$.



Figura 5.20 – Simulação para 60% de carga com $D = 0,8$.

A figura 5.21 demonstra a situação em que o conversor está operando com 20% da carga e razão cíclica $D = 0,8$. Neste caso, $q = 0,88$ e a operação é no MC2.

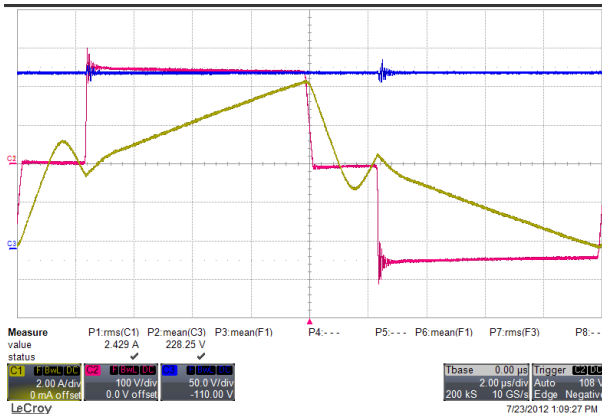


Figura 5.21 – i_{Lr} , v_{ab} e V_1 para 20% da carga com $D = 0,8$.

A figura 5.22 mostra o ponto de operação $D = 0,6$ e 100% de carga, onde não se consegue chegar na tensão nominal de saída, sendo $V_k = 8.400V$, o que representa $q = 0,59$. O sentido da corrente ainda é apropriado para a comutação ZVS, porém seu valor já é baixo demais e acontece a comutação dissipativa, cuja evidência é a sobretensão em v_{ab} . A operação está no limite entre MC1 e MC2.

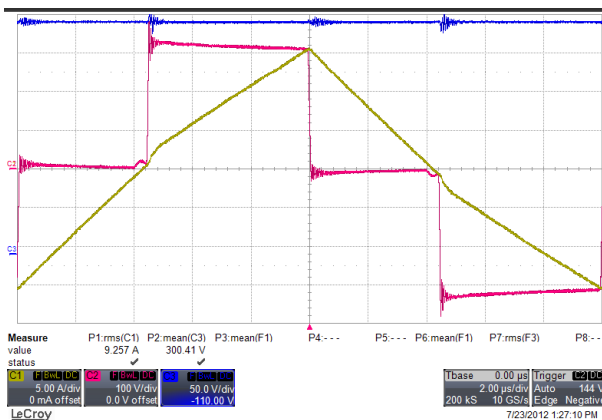


Figura 5.22 – Formas de onda i_{Lr} , v_{ab} e V_1 para 100% da carga com $D = 0,6$.

As figuras 5.23 e 5.24 mostram a aquisição e a simulação para a situação, em que $D = 0,6$ e a potência de saída é 60% da potência nominal. Nesta situação, a tensão de entrada é menor do que o nominal, fazendo com que o valor do ganho seja $q = 0,75$. Tal operação acontece no MC2.

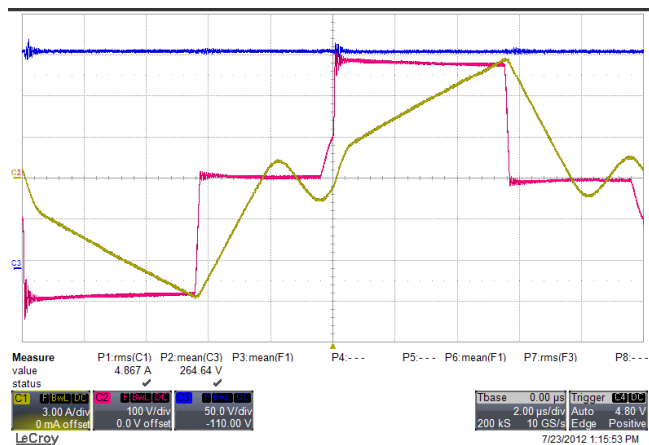


Figura 5.23 – Aquisição para 40% da carga com $D = 0,6$.

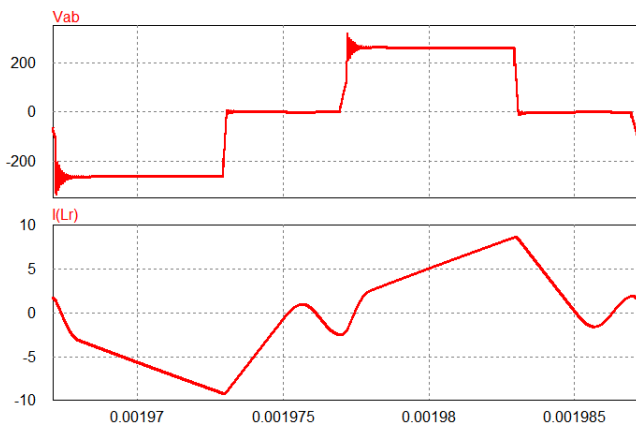


Figura 5.24 – Simulação para 40% da carga com $D = 0,6$.

As figuras 5.25 e 5.26 apresentam as formas de onda adquiridas e simuladas para a situação onde $D = 0,4$ e a potência de saída 20% da potência nominal, sendo possível visualizar o amortecimento das oscilações.

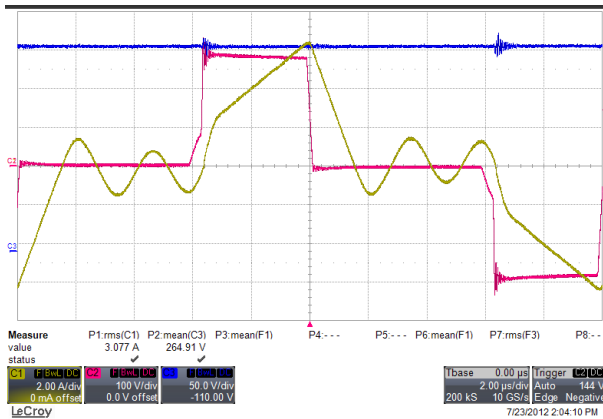


Figura 5.25 – Aquisição para 20% da carga com $D = 0,4$.

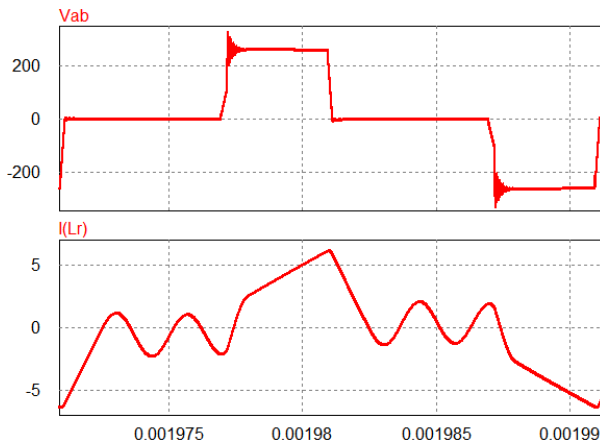


Figura 5.26 – Simulação para 20% da carga com $D = 0,4$.

A figura a seguir mostra uma evidência da tensão de saída. Válido observar que esta forma de onda foi capturada em outro osciloscópio, por segurança.

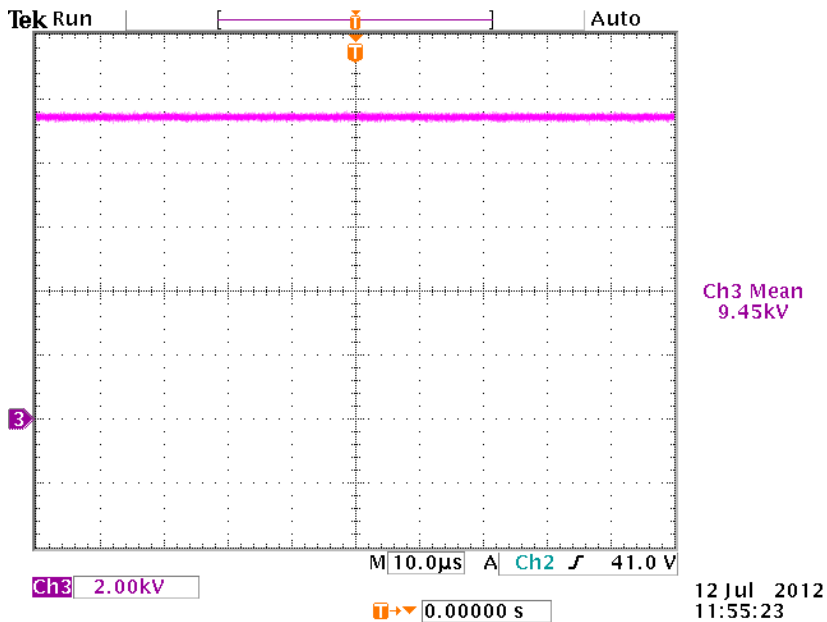


Figura 5.27 – Forma de onda da tensão de saída em MA, para $D = 0,8$, $V_1 = 300V$ e 100% de carga.

A figura 5.28 revela a característica externa de um CPRST com μ_0 igual ao do protótipo implementado, juntamente com as medições realizadas no protótipo real.

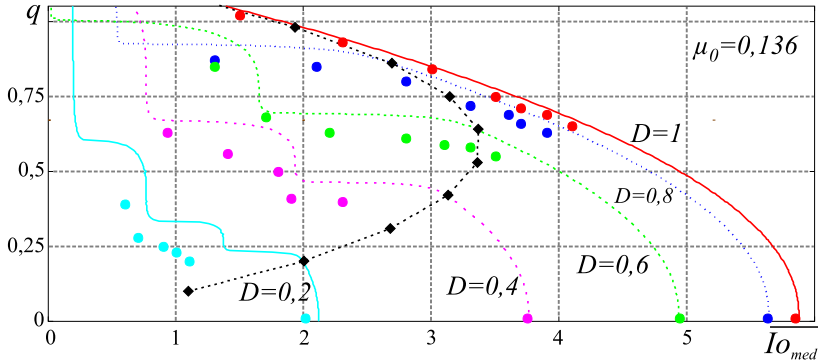


Figura 5.28 – Característica externa de um CPRST com $\mu_0 = 0,136$ e medições no protótipo real.

As medições mostram que o modelo teórico representa melhor o comportamento no MC1. Para o MC2, existem outros efeitos que fazem com que a medição se distancie mais da curva teórica, como o tempo morto, a presença da indutância magnetizante, as resistências do circuito e a comutação dissipativa em um dos braços. As duas medições com a carga mais baixa para $D = 0,6$ e $D = 0,8$ estão muito próximas uma da outra. Neste mesmo ponto, as curvas teóricas se cruzam indicando que com uma razão cíclica menor obtém-se uma corrente de saída maior. A medição prática, em contrapartida, revelou que isto não acontece.

Também foram efetuados testes de curto-circuito na saída do conversor. Nesta condição ($q = 0$), os pontos estão marcados sobre a extremidade inferior do gráfico, comprovando a curva teórica e também comprovando uma característica natural muito interessante deste conversor, que é a corrente naturalmente limitada, tornando o conversor bastante robusto.

5.10.2 Funcionamento em Malha Fechada

Os testes em malha fechada foram conduzidos de forma a comprovar a regulação da tensão da saída, a estabilidade do controlador para diferentes situações de carga e, também, a estabilidade da res-

posta a degraus de carga.

As figuras 5.29 e 5.30 demonstram o funcionamento em malha fechada com duas condições de carga. Os sinais verde e azul são a tensão de referência e o valor lido no divisor resistivo, que é o sinal de realimentação. Ambos os sinais estão sobrepostos, comprovando, portanto, a regulação de tensão em malha fechada. Ou seja, o erro estático da tensão de saída é zero.

Nas figuras citadas se observam oscilações nas tensões de referência e de realimentação. Estas oscilações acontecem sempre nos momentos da comutação e são ruídos captados pelas sondas do osciloscópio. Estes ruídos são proporcionalmente maiores dos que os ruídos observados nas aquisições de malha aberta em virtude da amplitude das tensões capturadas serem bem menores do que as citadas.

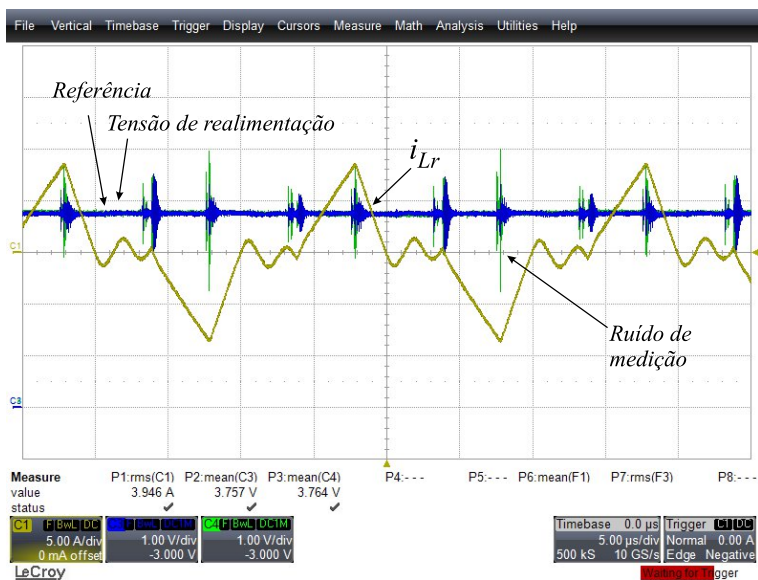


Figura 5.29 – Funcionamento do CPRST em MF com 20% de carga.

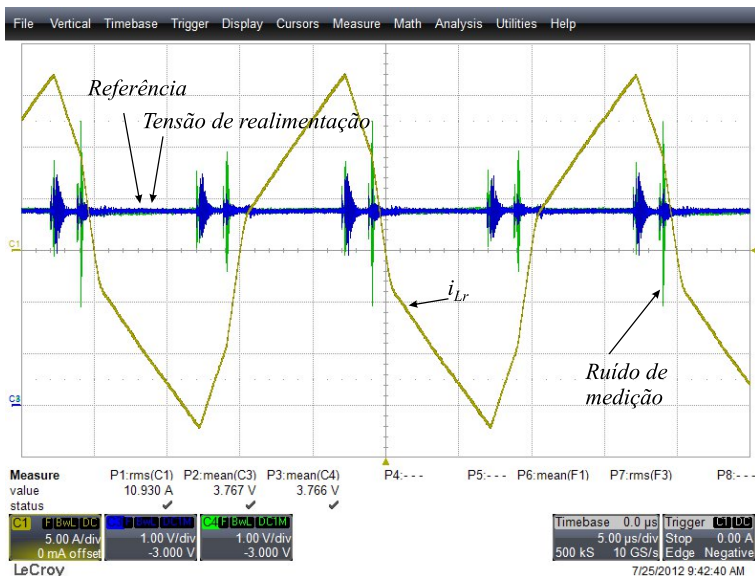


Figura 5.30 – Funcionamento do CPRST em MF com 100% de carga.

A figura 5.31 ilustra a resposta a um degrau de carga de 100% para 60%, aplicado ao CPRST operando em MF. A figura 5.32, por seu turno, retrata a resposta a um degrau de carga de 60% para 100%. O sinal em azul é a tensão de saída de interesse (9,5kV). O sinal em amarelo é a tensão de controle (proporcional à razão cíclica), o sinal em vermelho é a corrente i_{Lr} e, por fim, o sinal em verde é a corrente da carga que está sendo comutada.

Ambos os degraus de carga apresentam alto índice de dificuldade para implementação, pois a tensão sobre a carga a ser comutada é a tensão das fontes $V_{0_1} + V_{0_2}$, que totaliza 6.080V. O degrau de carga foi feito com um relé de alta tensão. Pela figura 5.31, percebe-se que o relé demora cerca de 1ms para abrir a corrente de carga e, durante este tempo, a corrente de carga varia significativamente o seu valor, com uma derivada muito grande. Este “ruído” atinge as outras medições do circuito, porém, o conversor se mantém íntegro. Com a atuação do controle, a tensão de saída tem um aumento de aproximadamente 600V, que representa apenas 6% do valor nominal. Depois que o relé efetivamente abre e a corrente da carga cessa, o sistema demora menos de 2ms para estabilizar novamente no valor nominal da tensão de saída.

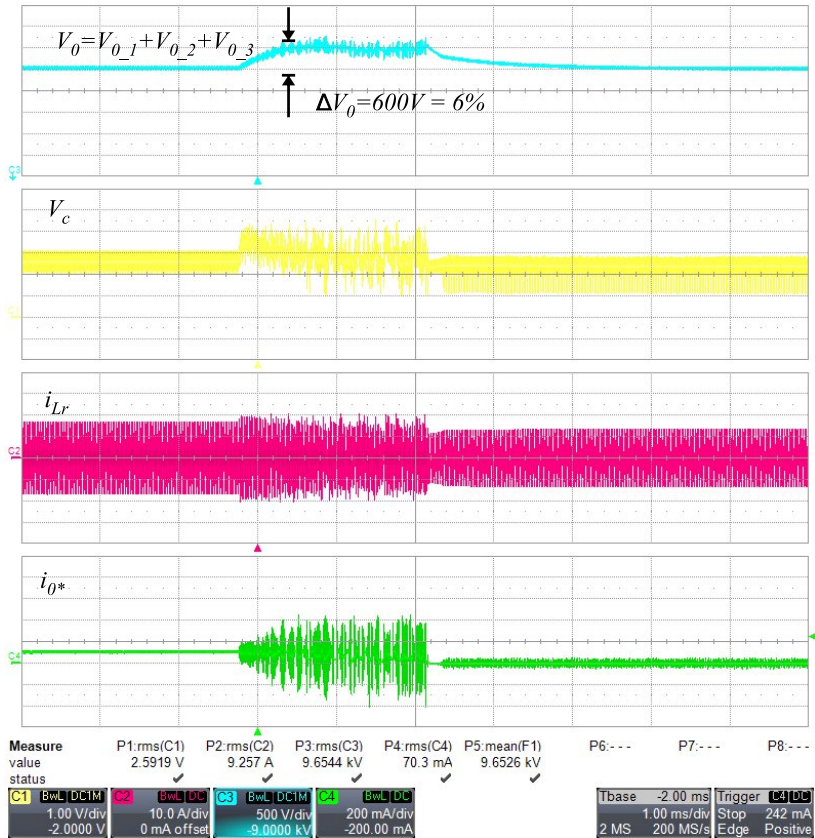


Figura 5.31 – Degrau de 100% para 60% de carga aplicado ao CPRST em MF.

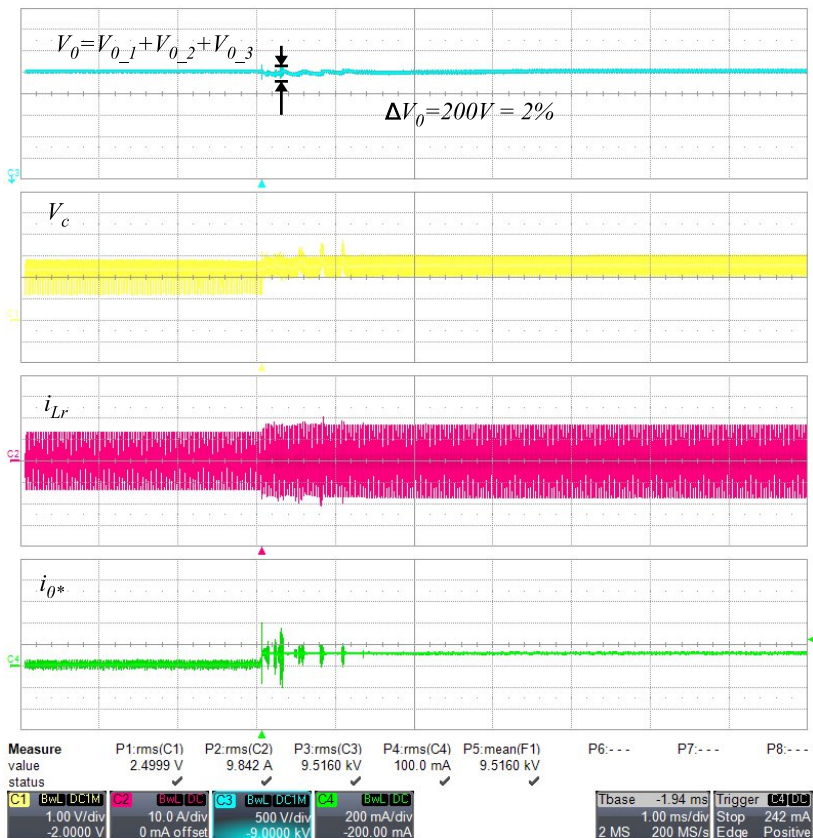


Figura 5.32 – Degrau de 60% para 100% de carga aplicado ao CPRST em MF.

A resposta ao degrau de 60% para 100% de carga possui um comportamento mais próximo do ideal. O controle atua rapidamente e o subsinal apresentado é menor do que 200V, o que representa menos de 2% do valor nominal. O tempo de acomodação é inferior a 1ms.

5.11 TESTE DO CPRST NA VÁLVULA TWT

O conversor projetado e construído foi testado na válvula TWT no Laboratório de Microondas de Potência do CTMSP em São Paulo. O funcionamento foi adequado, tendo atendido aos requisitos iniciais

do projeto.

5.12 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente capítulo apresentou a forma escolhida para a resolução do problema e as justificativas de tal escolha. Sequencialmente, foi mostrado que o valor do parâmetro Lr projetado dependeu, primeiramente, do valor da capacitância intrínseca do transformador de alta tensão previamente construído.

Cumprе destacar a construção do transformador de alta tensão, em virtude de configurar o item de maior complexidade para realização, sob a perspectiva tecnológica, uma vez que sua consecução requereu o conhecimento de outras áreas, fora do escopo da Engenharia Elétrica, como as propriedades mecânicas, químicas e físicas do verniz de isolamento e papel, por exemplo. Ainda sobre as dificuldades encontradas, há de se considerar como aspecto negativo o tempo exíguo para aprendizagem de novas áreas, a falta de equipamentos e a demanda por conhecimentos específicos, conforme outrora mencionado.

O levantamento de dados para comprovar a característica externa do conversor mostrou que os “sobressaltos” que o modelo teórico apresenta ocorrem também na prática, embora menos expressivos. Outras não idealidades, como a presença de indutância em todas as trilhas, podem resultar em problemas, não mostrados nas curvas teóricas do conversor.

Sumariamente, o comportamento do conversor, principalmente no MC1, é bastante similar ao modelo teórico e apresenta diversas características positivas, como a comutação ZVS que, além de melhorar bastante o rendimento, ocasiona poucos ruídos ao sistema, facilitando sua construção física.

6 CONCLUSÃO

O presente trabalho estudou o Conversor Paralelo Ressonante com Saída em Tensão operando com modulação em frequência e modulação *Phase-Shift*. O estudo foi aprofundado para a modulação *Phase-Shift* com ganho $q < 1$. Um protótipo foi construído para validar seu estudo teórico. Este projeto foi iniciado por solicitação do Laboratório de Microondas de Potência do CTMSP e foi demandado com o objetivo de produzir um conversor capaz de acionar uma válvula do tipo TWT presente em suas instalações. Resumidamente, as especificações da válvula foram: tensão de entrada 300V, quatro saídas em série, totalizando 10.800V, potência total 2.100W.

Pelas formas de ondas apresentadas no capítulo 5, percebe-se que as mesmas são semelhantes às formas de onda das simulações, sobretudo quando incluídos alguns componentes parasitas. As aquisições em MA comprovaram que o comportamento (característica de saída) do conversor nos modos de operação MC1 e MC2 está de acordo com o seu modelo teórico, comprovando-o. As formas de onda adquiridas com o CPRST, operando em MF, corroboram a regulação da tensão de saída, a rejeição às perturbações e a estabilidade em diferentes situações de carga.

Os objetivos do trabalho foram alcançados, haja vista que o CPRST foi estudado em detalhes para $q < 1$, foram desenvolvidos dois procedimentos para o projeto dos parâmetros Lr e Cr , bem como um procedimento de construção do transformador de alta tensão, o estudo e a modelagem orientada ao controle apresentaram bons resultados e o controlador projetado atendeu aos requisitos dinâmicos. O objetivo geral do trabalho (voltado à construção de um conversor com as tensões necessárias para a polarização da válvula TWT) foi ratificado na pesquisa, uma vez que um protótipo do CPRST foi encaminhado para o Laboratório de Microondas de Potência do CTMSP e utilizado com sucesso.

A estratégia de modularizar os estágios de saída mostra-se uma opção adequada, ainda que implique em maiores dificuldades para fabricar o transformador (em virtude de ter muitos enrolamentos no lado secundário), possibilita a utilização de diodos e capacitores bastante comercializados (e, por isto, de fácil fornecimento e baixo custo) e, também, colaboram em demais fatores, como na dissipação do calor dos diodos e na minimização dos gradientes de tensão.

Ademais, outro aspecto interessante da própria topologia é a

sua limitação natural de corrente em um valor geralmente próximo à corrente nominal. Isto faz com que o conversor seja naturalmente robusto, bastando que os componentes suportem esta corrente máxima até que a proteção atue.

A saída em tensão deste conversor facilita a comutação do diodo, pelo fato de a corrente sempre chegar à zero para, depois, o diodo deixar de ficar polarizado. Assim, constata-se que o problema da corrente reversa do diodo existente em conversores com saída em corrente, não afeta este conversor.

O rendimento esperado do conversor operando com carga máxima é superior a 90%. Não foram realizados, entretanto, estudos de rendimento, pois o objetivo inicial voltava-se para o funcionamento do conversor de forma robusta. Além disto, as características do conversor implementado, com suas várias saídas e a elevada tensão de saída, dificultava sobremaneira tais ensaios.

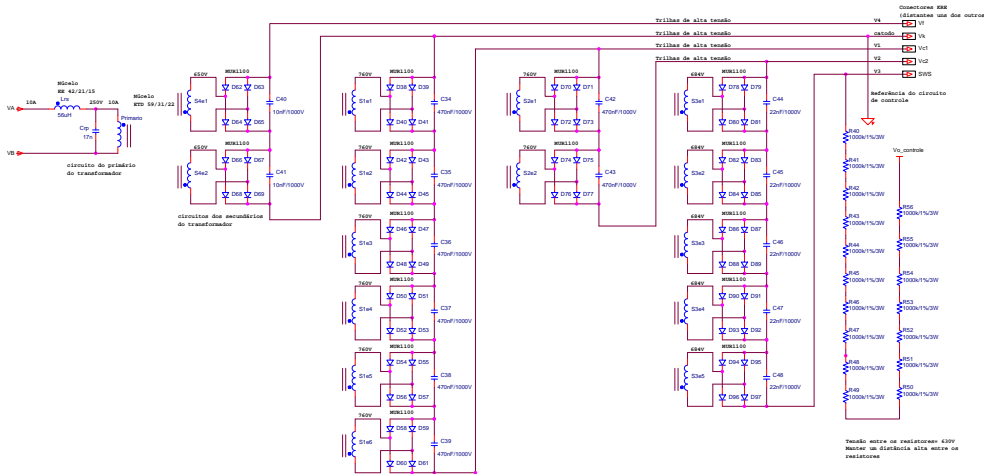
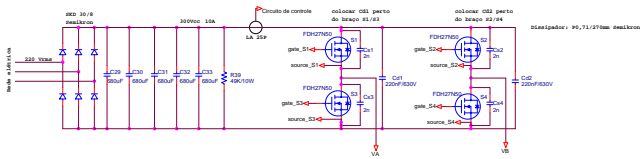
Para trabalhos futuros, o estudo do CPRST para $q > 1$, a influência da indutância magnetizante na faixa de comutação ZVS e testes com modulação em frequência são temas possíveis de pesquisa e análises.

REFERÊNCIAS

- [1] LOPES, D. T. *Caracterização de Estruturas de Ondas Lentas Helicoidais para Utilização em TWT de Potência*. Dissertação (Mestrado) — Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares, São Paulo, Brasil, 2007.
- [2] CHRISTIANSEN, D. et al. *Electronics Engineers' Handbook*. New York, USA: McGraw-Hill, 1996. 1800 p.
- [3] QIU, J. et al. Vacuum tube amplifiers. *Microwave Magazine, IEEE*, v. 10, n. 7, p. 38–51, 2009. ISSN 1527-3342.
- [4] LAZZARIN, T. B. *Conversor CC-CC Isolado com Alta Tensão de Saída para TWTA Utilizado em Sistemas de Radares, Relatório de Pós-Doutorado*. [S.l.], 2012.
- [5] STEIGERWALD, R. L. Analysis of a resonant transistor dc-dc converter with capacitive output filter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IE-32, n. 4, p. 439–444, nov. 1985. ISSN 0278-0046.
- [6] JOHNSON, S.; WITULSKI, A.; ERICKSON, R. Comparison of resonant topologies in high-voltage dc applications. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 3, p. 263–274, may 1988. ISSN 0018-9251.
- [7] TAKANO, H. et al. Feasible characteristic evaluations of resonant tank pwm inverter-linked dc-dc high-power converters for medical-use high-voltage application. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual*. [S.l.: s.n.], 1995. p. 913–919 vol.2.
- [8] CAVALCANTE, F. S. *High Output Voltage Series-Parallel Resonant DC-DC Converter for Medical X-Ray Imaging Applications*. Tese (Doutorado) — Swiss Federal Institute Of Technology Zurich, Zurich, 2006.
- [9] GULES, R. *Estudo de Conversores CC-CC Isolados Operando com Elevada Tensão de Saída e Alto Rendimento para Aplicações Aeroespaciais*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.

- [10] BARBI, I.; SOUZA, F. P. *Conversores CC-CC Isolados de Alta Freqüência com Comutação Suave*. Florianópolis, Brasil: Edição dos Autores, 1999. 376 p.
- [11] PIAZZA, G. L. *Implementação de uma Fonte para Acionamento de Raio Laser*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2008.

Apêndice A – Esquemáticos do Protótipo Implementado



**ANEXO A - Traveling Wave Tubes: Modern Devices and
Contemporary Applications**

[Home](#)

Traveling Wave Tubes: Modern Devices and Contemporary Applications

[Brian Coaker and Tony Challis, e2v](#)

October 15, 2008

From its conception in 1943 by Dr. Rudolf Kompfner in England,¹ and later its development by Kompfner and John R. Pierce at the Bell Laboratories in the United States,² the travelling wave tube (TWT) has become the microwave amplifier of choice for many commercial and military systems. Originally developed for communication, these devices have become fundamental to many military applications, including radar, electronic counter measures (ECM) and electronic warfare (EW) systems.

In simple terms all types of TWTs consist of an electron gun, a slow wave structure, magnetic focussing system, RF input and output couplers, and a collector. With operating voltages applied, the electron gun (containing an emitter) produces an electron beam, which is injected into the slow wave structure (SWS).



The magnetic focussing system constrains the electron beam, allowing it to travel longitudinally down the centre of the slow wave structure.

RF power of the appropriate frequency is injected through the input coupler onto the slow wave structure. The electron beam and the RF signal travel down the structure at similar speeds and an interaction between the two results in an energy transfer from the electron beam into the electromagnetic wave, thus achieving an amplification in the RF signal. The collector at the opposite end of the device to the electron gun is designed to collect the spent electron beam and dissipate the remaining energy efficiently.

TWT Technology

Developments in material and manufacturing technologies over the past 50 years have aided the advancement of TWT capabilities. Improvements in high purity vacuum-compatible materials such as nickel/copper alloys and pure oxygen-free, high-conductivity (OFHC) copper have been a

major contributor to improvements in both life and reliability.

Advances in thermionic cathode technology, resulting in increased operating life, and the development of high-energy product magnetic materials such as Samarium Cobalt, have enabled the reduction in size of magnetic circuits. The use of computer controlled processing systems and component-manufacturing machines have seen achievable tolerances reduce by an order of magnitude, along with a considerable reduction in unit cost.

Numerous structure designs have been conceived since its original conception, offering various advantages to different applications. Ervin Nalos's paper, first published in the December 1959 issue of *Microwave Journal* (reprinted this month), focused primarily on high power travelling wave tubes.³ Other circuit types were discussed, including the simple helix, ring-bar and bifilar, demonstrating the considerable understanding and capability of different slow wave structures 50 years ago.

The major constraints to higher performance were materials technology, processing techniques and manufacturing capabilities. The 1959 paper discusses the simple helix, having the capability of continuous wave (CW) powers as high as 10 W at X-band. Today CW helix TWTs have achieved output power levels of several kilowatts at X-band, a considerable achievement, largely due to current material technologies and automated manufacturing processes.

The Helix

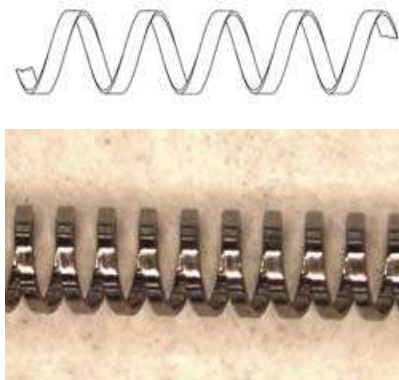


Figure 1 Simple helix slow wave structure (top) and photograph of a tungsten helix structure (bottom).

The 'simple' helix continues to be the most commonly used SWS in TWTs since its inception by Kompfner. In its simplest form, a wire or tape wound in the form of a helix, it exhibits the greatest potential of all SWSs, in terms of dispersion control and thus greatest operating bandwidth. Performance characteristics can be controlled through the design of simple and complex pitch tapering, to enhance both narrow and broadband operation, optimising gain, power and efficiency. **Figure 1** shows both a sketch of a simple helix structure and a photograph of a tungsten tape

helix.

Dispersion characteristics can be controlled through design of helix supports, in terms of material choice and cross-sectional shape and electrically conductive dispersive vanes. Vanes offer the greatest opportunity for dispersion control and are commonly utilized within broadband TWTs of greater than an octave bandwidth.

Bifilar Contra-wound and Ring-bar TWTS

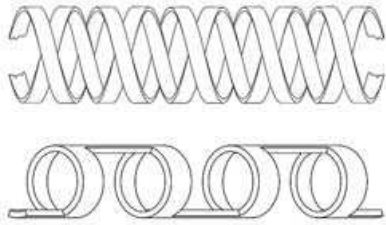


Figure 2 SBifilar contra-wound (top) and ring-bar (bottom) slow wave structures.

Variants on the simple helix include the bifilar helix (made up of two contra-wound helices of equal but reversed pitch), the ring-bar and the ring-loop structure. Sketches of both bifilar and ring-bar structures can be seen in **Figure 2**. These types of structures enable higher power handling through both thermal capability and higher voltage operation without giving rise to backward wave oscillation (BWO), a major constraint in simple helix structures. The downsides to these types of structures (in relation to the simple helix) are the limitation of bandwidth due to the high dispersion characteristics of the SWS and the increased complexity in manufacture, which directly impacts the cost.

Coupled Cavity TWTs

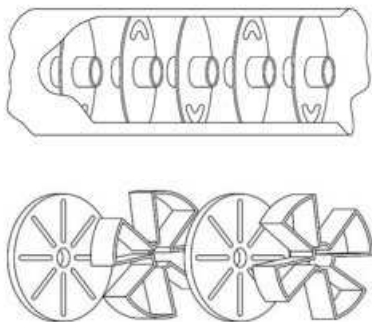


Figure 3 Slotted (top) and clover-leaf (bottom) coupled cavity slow wave structures.

The feature that distinguishes the coupled cavity TWT from other types is the SWS, which consists

of a series of cavities, is coupled by slots. The benefits of this are that the cavities can be designed to operate with high voltage electron beams enabling peak output powers of 10s to 100s of kilowatts, with high average powers. The space harmonic coupled cavity circuit, favoured by most users because of the high (up to 20 percent) instantaneous bandwidth achievable, is particularly suited to integration of periodic permanent magnetic (PPM) focussing. The result is a very compact device that is used in mobile radar systems. Very high average power and CW coupled cavity TWTs are available but these utilise solenoid focussing, which requires significant electrical power and weighs more than PPM focussed devices. *Figure 3* shows two of the more commonly used coupled cavity type structures: slotted and clover-leaf.

Cathode Technology

Developments in the field of emitters, the electron source of travelling wave tubes, have enabled the development of devices capable of 10s and even 100s of thousands of hours of life. Fifty years ago the electron sources used in vacuum devices, including the early TWTs, would have been of the oxide-coated type emitter, restricted to pulsed or low current density CW applications, ideally suited to high-power pulsed devices, like the coupled cavity TWT, used for radar-type applications.

Today, with advances in cathode technology, materials and processing, a range of impregnated tungsten matrix cathodes are the cathode of choice. Capable of considerably higher mean currents, operating CW at high current densities ($> 20 \text{ A/cm}^2$), the coated tungsten matrix (M-type) cathode is the most commonly used. Other advantages over the oxide cathode include higher resistance to poisoning, increased life and improved manufacturing tolerances because of the machined emitting surface.

In addition to this, coupled with a potted heater assembly, cathodes have been manufactured to survive and function under the most severe vibration and shock levels.

Work continues towards making advances in cathode design and manufacture. Developments include mixed-matrix and reservoir cathodes, and more recently the field emitting cold cathode.⁴ Although in its infancy, recent research has produced samples nearing the capabilities required for a TWT electron source.

TWT Design and Validation

The introduction of computer modelling and its advances over the past three decades have had a marked impact on the vacuum electronics industry, taking design from long-hand calculations (sometimes only comprehensible to the most advanced mathematicians) to user-friendly computer simulation of all aspects (electronic, mechanical, thermal) of the device design.



Figure 4 OPERA 2D finite element software-electron gun model.

3-D electron beam simulation programmes enable accurate simulation of beam entry, focussing systems and collection. **Figure 4** shows a plot from an electron gun model, using OPERA 2D. Together with the constant advances in computing power, designs can be realised in hours or even minutes, and once validated, the latest software is capable of previously unprecedented levels of accuracy.

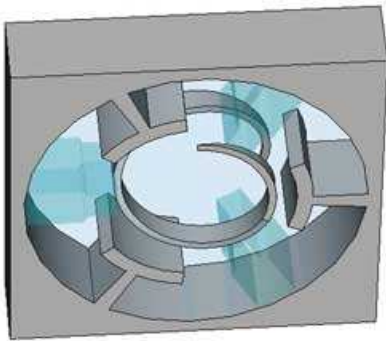


Figure 5 Microwave Studio parametric model of a helix SWS.

Advances in Particle in Cell (PIC) and parametric codes, combined with complex optimisers, enables accurate simulation of the interaction between electron beam and the slow wave structure. Increases in computing power have enabled the simulation of complex slow wave structures and complete RF circuits. **Figure 5** is a cross-section of a helix SWS, showing dielectric helix support rods and dispersion vanes, typically used in broadband helix TWTs.

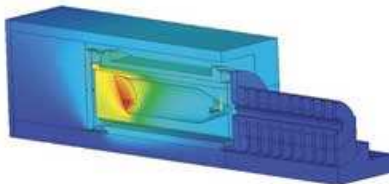


Figure 6 3D thermal simulation model of TWT collector assembly.

In addition to the advances in electrical design enabled by new codes and improved processing speeds, commercially available codes can be utilised for thermal and mechanical stress analysis.

Thermal analysis of TWT collectors enables improved thermal management of new designs. **Figure 6** shows a simple thermal model of a single stage collector. The modern-day designer now has a complete package of modelling and simulation codes that, when fully validated with real device data, enable a right-first-time design approach significantly reducing development times and costs.

Present State of the TWT Art

TWT production is limited to a handful of manufacturers throughout the world; major suppliers include CPI, L-3 and Teledyne in the US, e2v, Thales and TMD in Europe, NEC in Japan, and several developing manufacturers in both India and China.

Market	Product	Manufacturer	Frequency/ Band (GHz)	Output Power (W)
Satellite Comms (Ground)	TH3977 ^[5]	THALES	Ku	750
	VTU-6397H1 ^[6]	CPI	Ku	1200 (Peak)/ 600 (CW)
	MTC-5338X ^[7]	TELEDYNE MEC	C/X/Ku	350/600/350
	LD7314 ^[8]	NEC	Ka	350 (Peak)/ 250 (CW)
Satellite Comms (Space)	9100HR ^[9]	L-3	K	50 to 130
	TH4725B ^[5]	THALES	Ku	100 to 150
	TH4626 ^[5]	THALES	Ka	30 to 60
	VTS5754F ^[9]	CPI	S Duty	130K, 8%
Radar	N10570A ^[10]	e2v	X	20K, 8% Duty
	TL35038 ^[5]	THALES	Ka	1K, 12% Duty
	L6049 ^[11]	L-3	4.5 to 18	110
ECM/EW	N30160 ^[10]	e2v	4.5 to 18	50
	TH3893 ^[5]	THALES	6 to 16	1500

Table 1 Global Selection of Current Helix and Coupled Cavity TWTs

Determining the current state of the art is difficult; many government-funded programmes restrict the publication of data and commercial confidentiality is high due to the competitive markets.

Table 1 shows a cross-section of products from various manufacturers, giving a broad view of current capabilities.

Helix TWTs

Satellite Communications (Ground-based)

Low cost, high reliability and high linearity are key in this commercially competitive market. Offerings are available from all the major manufacturers, whether it is earth stations, Satellite News Gathering (SNG) mobile systems, network hubs or small lightweight flyaway pack systems.

Demands for bandwidth are forcing the move towards higher frequencies (Ka-band) and the onset of digital broadcasting requires higher powers.

Notable performance advances have been achieved by NEC and L-3 in the development of Ka-band helix TWTs for this market, with CW power levels as high as 500 W. Another growth area is in small lightweight amplifiers used in flyaway and hand portable systems. Reductions in luggage weight, by most airlines around the world, has forced demand for these systems to become smaller and lighter. In a market where solid state amplifiers and travelling wave tube amplifiers (TWTA) compete head to head, e2v has launched a range of TWTAs (StellarMini™) that are the smallest and lightest currently available.

Advances in multi-octave TWTs developed originally for military applications has led to opportunities in multi-band TWTAs for both commercial and military communications. Dual- and tri-band devices have been developed by Teledyne, CPI and e2v.

Satellite Communications (Space)

Key attributes of the space TWT include long life (mission life greater than 20 years), high reliability, low power consumption (high efficiency) and low mass. The majority of all TWTs in space have been manufactured by Thales (France) or L-3 Electron Technologies Inc. (US; formerly Boeing/Hughes) with developments progressing at CEERI (India).

Future demand is moving up in frequency as advances in solid state technology capture the low frequency end of the operating spectrum (up to Ku-band) and the overcrowding of traditional bands forces the need for greater bandwidth utilization. The number of satellites being launched at Ka-band is growing fast and is set to continue.

Radar

Traditionally the realm of high peak power helix and coupled cavity TWTs, the development of active phased-array radar has seen a significant shift away from vacuum devices towards solid state technology, more suited to compact packaging required in an array system.

Although as requirements become more demanding, requiring higher efficiency, lower thermal dissipation and greater reliability, customers of microwave amplifiers are turning back to TWTs as the preferred option. Over the past three decades TWT reliability has increased considerably; space TWTs have achieved MTBFs of six million hours with efficiencies reaching 50 percent, which makes the TWT a viable alternative to solid-state amplifiers (SSA). Advances in mini TWT technology, driven by airborne towed decoys and MPMs, has led to compact high efficiency devices ideally suited to phased-array and Synthetic Aperture Radar (SAR) applications.

ECM and EW

The largest market for the helix TWT is in ECM and EW applications, which has seen tens of thousands of devices built into expendable decoy systems and ECM pods around the world. The demands on devices tend to be a combination of those for all other applications, with the added complexity of operation over multi-octave bandwidths. Current demands are for greater

bandwidth and higher efficiency in smaller lighter weight packages that are able to operate over extreme temperature ranges and high altitudes. With the growth of unmanned air vehicle (UAV) applications, the military business for TWTs continues to grow.

Over the past decade, the likes of L-3, CPI, Thales and e2v have developed ranges of mini TWTs, predominantly for airborne applications with bandwidths of greater than 2 octaves covering 4.5 to 18 GHz and power levels now exceeding 100 W CW across the full band. Devices have been proven to survive and operate at temperatures ranging from -55° to $> 150^{\circ}\text{C}$, altitude > 70 kft and shock levels in excess of 500 G.



Figure 7 Deployed fibre optic towed decoy.

Utilization of multi-stage depressed collectors has seen mid-band efficiencies top 50 percent, resulting in reduced thermal footprints and prime power requirements. CPI¹² has, over the past two decades, delivered many thousands of mini TWTs into the Raytheon¹² Goleta ALE-50 towed decoy programme, which is a notable achievement. *Figure 7* shows a typical fibre optic towed decoy (FOTD) TWT platform being deployed.

Advances continue to be made at higher frequencies covering the 18 to 40 GHz band for countering and jamming new threats. With continually changing and advancing threats, plus the upgrades to existing systems, demands on the microwave amplifiers in this market are increasing, continuing to enhance efficiency and expand bandwidth will be necessary to keep ahead of the advancing SSA sector and meet the expectations of customers.

Status of Coupled Cavity TWTs

Many modern radar systems, including new developments, continue to use coupled cavity TWTs. This is because, contrary to popular opinion, coupled cavity TWTs are often more robust, long-lived, reliable and efficient than the solid state alternative. Coupled cavity TWTs currently manufactured cover the frequency ranges from D-band up to M-band. Instantaneous bandwidth of 10 percent is required for most applications, but various techniques have been employed to increase this to 20 percent (normally compromising efficiency or power considerations).

The conventional manufacturing technique for coupled cavity TWTs employs individual cavities and coupling plates brazed together. At Ka-band and above, this technique becomes very expensive, as the machining tolerances become extremely tight.

Alternative methods of production for high frequency TWTs have been investigated, with the ladder structure used by CPI being the most popular. Modern computer aided design techniques have been used to redesign existing coupled cavity TWT designs; the result of this has been much higher manufacturing reproducibility, and hence yields.¹³

New radar transmitter specifications continue to demand more from the TWT designer; the areas of particular interest are higher mean power, faster warm-up time and higher efficiency. The use of computer aided design tools to investigate these areas has been successfully employed. Notably, e2v has developed and built RF circuits for high mean power that overcome the natural limitation of heat being conducted through iron pole pieces.¹⁴ Other manufacturers have increased mean power by improving the electron beam confinement under RF conditions. There is no reason why both techniques cannot be combined to produce coupled cavity TWTs of higher mean power capability.

Future Developments

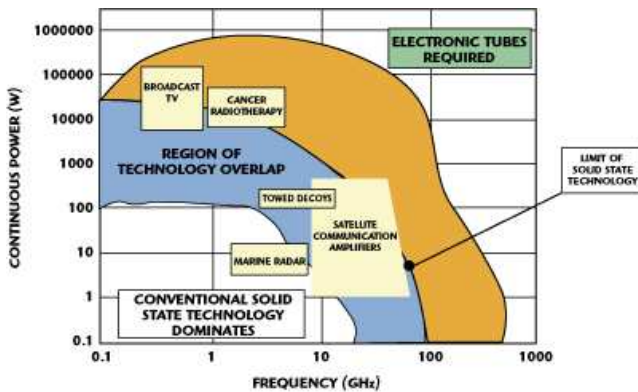


Figure 8 Frequency and power capabilities of present amplifier technologies.

With the recent development of compound semiconductors into the power amplification domain, a number of power applications have now migrated from tube-based to solid state amplification. This is especially true of sub-kilowatt, narrow-band requirements, with recent developments in Silicon Carbide (SiC) and Gallium Nitride (GaN) extending these devices into multiple-kilowatt capability, to frequencies around 10 GHz and above.¹⁵ **Figure 8** shows the current solid-state and vacuum tube landscape, with respect to frequency and power.

As solid-state devices increase in capability, more applications will migrate from a tube to a transistor embodiment. However, for the present it is clear that travelling wave tubes continue to offer a compact and efficient amplifier solution, particularly under harsh operating environments. TWT amplifiers can also span a broad frequency bandwidth, approaching three octaves of coverage from a single tube.

Future Direction for TWTs

The future remains bright for TWTs, albeit in a tougher and more competitive market place. The continued progress of solid-state amplifiers will eat into the edges of the TWT domain, but there will remain to be requirements for the amplification of microwaves beyond the present capabilities of solid-state.

For systems with limitations on size, weight, power dissipation and consumption, there are, and will continue to be, numerous applications for vacuum electronic devices (VED). Higher power levels and higher frequencies are areas where tubes have no equal. The continued advances in VED technology will sustain growth.

In the commercial market, High Definition Television (HDTV) and the onset of the digital age are demanding higher powers and higher frequencies. These are major opportunity areas for the TWT.

The defence business worldwide continues to grow, upgrades to existing systems and new platforms, such as UAVs, require higher efficiencies, smaller lighter payload packages and improved reliability. Higher definition radar systems such as SARs and phased-array radar offer opportunities for small, lightweight, high-efficiency devices. Also, government and defence funding is being made available to the industry to continue developing products for the future. An area of considerable interest at present is in the terahertz and sub mm-wave frequency regimes. Research and development in this area include CAD design of MEMS type structures, manufacturability, detection techniques and prototype manufacture. Programmes are as yet undefined but potential uses include UAV SAR for tactical targeting and terrain avoidance and security imaging.¹⁶

Acknowledgments

Inputs on TWT product history and technology development have been provided by Alan Griggs (e2v principal TWT engineer) and Ian Milsom (e2v cathode development and test manager). The overview of current power amplifier technology was compiled by Dr. Cliff Weatherup (e2v strategic technology manager) and Dr. Trevor Cross (e2v chief technology officer). Product and application photographs were provided by Andy Bennett (e2v marketing).

References

1. R. Kompfner, *Travelling Wave Electronic Tube*, US Patent no. 2630544, Filed 20th March 1948, Issued 3rd March 1953.
2. J.R. Pierce, "Travelling-wave Tubes," *Proc. IRE*, Vol. 35, No. 2, February 1947, pp. 108-111.
3. E.J. Nalos, "Present State of Art in High Power Travelling-wave Tubes: Part I," *Microwave Journal*, Vol. 2, No. 12, December 1959, pp. 31-38.
4. D.R. Wahley, et al., "Operation of a Low Voltage High-transconductance Field Emitter Array TWT," *Proc. IEEE Vacuum Electronics Conference*, April 22-24, 2008, pp. 78-79.
5. Product data from Thales web site: <http://components-subsystems.thales-catalogue.com>.
6. Product data from CPI, Microwave Power Products Division web site: <http://www.cpii.com/product.cfm/1/19/65>.
7. Product data from Teledyne MEC web site: <http://www.teledyne->

mec.com/products/productCatalog.aspx.

8. Product data from NEC Microwave Tube web site: <http://www.nec-mwt.com/english/products/twt/seihin/index.html>.

9. Product data from L-3 Electron Technologies Inc. web site: http://www.l-3.com.com/eti/product_lines_space_twt.htm.

10. Product Data from e2v.

11. Product Data from L-3, Electron Devices web site: http://www.l-3.com.com/edd/products_mini_tubes.htm.

12. ALE-50 Contract reference, Business Journal, September 19, 2007, http://www.bizjournals.com/sanjose/stories/2007/09/17/daily44.html?ana=from_rss.

13. C. Ar, A.V. Piring and P. Tibbs, "F-Programs TWT Design Upgrades," *Proc. IEEE Vacuum Electronics Conference*, April 27-29, 2004, pp. 20-21.

14. A. Griggs, "A New Coupled Cavity Circuit for High Mean Power Travelling-wave-Tubes," *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 38, No. 8, August 1991, pp. 1952-1957.

15. R. Trew, "Wide Bandgap Semiconductor Transistors for Microwave Power Amplifiers," *IEEE Microwave Magazine*, Vol. 1, No. 1, March 2000.

16. M.J. Rosker and H.B. Wallace, "Vacuum Electronics and the World Above 100 GHz," *Proc. IEEE Vacuum Electronics Conference*, April 22-24, 2008, pp. 5-7.



Brian Coaker joined the English Electric Valve Co. (a GEC subsidiary, later known as EEV, now e2v technologies), Lincoln, UK, as an Apprentice Technician Engineer. He then read BEng Physical Electronic Engineering at Lancaster University, before reading for a Total Technology PhD at the University of Aston in Birmingham. He is a Chartered Electrical Engineer (CEng) and Chartered Physicist (CPhys), member of the Institution of Engineering and Technology (IET) and the Institute of Physics (InstP), a

Chartered Scientist (CSci) and is a Whitworth Scholar (WhSch). He is currently engaged as general manager of the microwave business of e2v technologies (UK) Ltd., with particular interests in the military, commercial and maritime radar sectors. He has authored technical papers in the fields of microwave electronics and electrical breakdown phenomena in vacuum.



Tony Challis joined the English Electric Valve Co., Chelmsford, UK, as an Apprentice Technician Engineer in 1983. He received his HNC in electromechanical engineering from Anglia Polytechnic University (APU), Chelmsford, UK, in 1987. In 1988 he joined a team of development engineers within e2v, developing new products and re-engineering existing devices. With a strong background in mechanical engineering and experience gained in vacuum technology, he progressed to Technical

Authority for Helix TWTs. Achievements in electron gun and PPM stack design led to his involvement in the successful development of a range of mini TWTs designed for airborne decoy applications. With this knowledge of TWT design and manufacture, allied with an appreciation for the vacuum electronics business, he is currently product manager for TWTs and microwave amplifier systems.