



AGNALDO VIEIRA DIAS

**“SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO CHAVEADO PARA
MODULADOR DE PULSOS COM LINHA DE RETARDO
APLICADO EM SISTEMA RADAR”**

***“SWITCHING MODE SYSTEM TO SUPPLY PULSE
MODULATORS BASED IN PULSE FORMING NETWORK
APPLIED TO RADAR”***

**CAMPINAS
2012**



UNICAMP

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

AGNALDO VIEIRA DIAS

**“SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO CHAVEADO PARA
MODULADOR DE PULSOS COM LINHA DE RETARDO
APLICADO EM SISTEMA RADAR”**

***“SWITCHING MODE SYSTEM TO SUPPLY PULSE
MODULATORS BASED IN PULSE FORMING NETWORK
APPLIED TO RADAR”***

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de Energia Elétrica.

Master's dissertation presented to the Electrical Engineering Postgraduate Program of the School of Electrical and Computer Engineering of the University of Campinas to obtain the M.Sc degree in Electrical Engineering, in field of Electrical Energy.

Orientador: Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho

Tutor: PhD. Professor Ernesto Ruppert Filho

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL DA DISSERTAÇÃO
DEFENDIDA PELO ALUNO AGNALDO VIEIRA DIAS
E ORIENTADA PELO PROF. DR. ERNESTO RUPPERT FILHO

Assinatura do Orientador

**CAMPINAS
2012**

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

D543s Dias, Agnaldo Vieira
Sistema de alimentação chaveado para modulador de pulsos com linha de retardo aplicado em sistema radar / Agnaldo Vieira Dias. --Campinas, SP: [s.n.], 2012.

Orientador: Ernesto Ruppert Filho.
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Fonte chaveada. 2. Modulação de pulso (Eletrônica). 3. Linhas de retardo. 4. Radar. 5. Conversores eletrônicos. I. Ruppert Filho, Ernesto. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Switching mode system to supply pulse modulators based in pulse forming network applied to radar

Palavras-chave em Inglês: Switched mode power supply, Pulse modulation (Electronics), Pulse forming network, Radar, DC-DC Power converters

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Paulo José Amaral Serni, José Antenor Pomílio

Data da defesa: 15-06-2012

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Agnaldo Vieira Dias

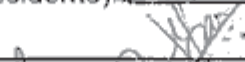
Data da Defesa: 15 de junho de 2012

Título da Tese: "Sistema de Alimentação Chaveado para Modulador de Pulsos com Linha de Retardo Aplicado em Sistema Radar "

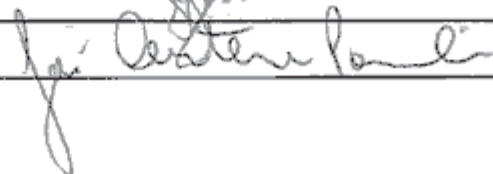
Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho (Presidente):



Prof. Dr. Paulo José Amaral Serni:



Prof. Dr. José Antenor Pomílio:



Resumo

O estudo da utilização de conversores CC/CC isolados e elevadores de tensão para a alimentação de moduladores de pulsos é apresentado neste trabalho. Foi selecionada a topologia em ponte completa, dando-se enfoque ao problema das capacitâncias parasitas envolvidas no circuito, que aparecem de forma acentuada em transformadores elevadores de tensão e filtros indutivos de saída e são altamente indesejáveis quando se opera em regime chaveado. Essas capacitâncias são tratadas através de uma forma de amortecimento, onde a energia armazenada nas mesmas é devolvida à fonte primária ao final de cada semiciclo de chaveamento, tentando obter-se menor volume, maior rendimento e menor dissipação de calor no conversor. Além disso, um circuito de regulação de carga é utilizado para garantir uma maior estabilidade de pulso e contornar problemas típicos de moduladores de pulsos utilizados em radares, como o efeito de *backswing*. O modulador de pulsos utilizado como carga para esse sistema opera com uma tensão de alimentação de 1kV, frequência de repetição de pulsos (PRF) de 585Hz e consome uma potência da ordem de 2,1kW. O conversor CC/CC é alimentado por um barramento CC não regulado de 280V.

Palavras-chave: *Fonte chaveada, Modulador de pulso, Linha de retardo, Radar, Ponte completa, Conversor CC/CC, Válvula magnetron.*

Abstract

The study of high-voltage isolated DC/DC converters used to supply pulse modulators is presented on this dissertation. The Full Bridge topology was selected, focusing in problems caused by parasitic capacitances in the circuit. This characteristic, which appears sharply in high voltage transformers and in inductors of output filter, is highly undesirable when the circuit is operated in switching mode. These capacitances are handled using a soft commutation technique, where their stored energy are returned to the primary source in the end of each switching cycle, trying to get a low size, high efficiency and low heat dissipation in the converter. Moreover, a charging regulator circuit is used to ensure good pulse stability and avoid typical problems in the pulse modulators use, such as the backswing effect. The pulse modulator used as load for this converter operates with a supply voltage of 1kV, pulse repetition frequency (PRF) of 585Hz and consumes 2.1 kW. The converter input is supplied by a 280V unregulated DC bus.

Keywords: *Switching-mode power supply, Pulse modulator, Pulse forming network, Radar, Full Bridge, DC/DC Converter, Magnetron tube.*

"O real não está na saída nem na chegada:
ele se dispõe para a gente é no meio da travessia."

(João Guimarães Rosa, Grande Sertão: Veredas).

Agradecimentos

Aos meus pais, Agnaldo e Maria Tereza, e aos meus irmãos, Elayne, Renan e Lúcio, pelo carinho, apoio e incentivo que me deram durante todos os desafios que já enfrentei.

Aos meus professores e mestres, por suas contribuições indispensáveis para minha formação intelectual e humana.

Ao prof. Antenor, pelos ensinamentos em eletrônica de potência e auxílio na interpretação dos resultados do trabalho.

Ao meu orientador, prof. Ruppert, pelos ensinamentos acadêmicos, pelos valiosos conselhos a respeito da vida e pela paciência hercúlea durante toda a realização desse trabalho.

Aos meus amigos e familiares, pela presença constante na minha vida, seja para criticar, elogiar ou confraternizar.

Aos colegas da Omnisys Engenharia, por auxiliarem na realização desse projeto. Em especial, agradeço a Nilson Santos e Paulo Chlad, pelas incontáveis horas gastas na concepção, na integração e nos testes do equipamento.

Sumário

| | |
|---|-------|
| LISTA DE FIGURAS..... | XIX |
| LISTA DE TABELAS | XXIII |
| LISTA DE ABREVIACÕES..... | XXV |
| CAPÍTULO 1 | 1 |
| INTRODUÇÃO | 1 |
| 1.1 OS SISTEMAS DE RADAR..... | 2 |
| 1.2 O TRANSMISSOR DE RADAR COM VÁLVULA MAGNETRON | 2 |
| 1.3 O CONJUNTO DE MODULAÇÃO | 3 |
| CAPÍTULO 2..... | 9 |
| MODULADOR DE PULSOS COMO CARGA | 9 |
| CAPÍTULO 3 | 23 |
| O CONVERSOR EM PONTE COMPLETA | 23 |
| 3.1 CONCEITOS BÁSICOS..... | 23 |
| 3.2 FUNCIONAMENTO | 25 |
| 3.3 EQUACIONAMENTO DO CONVERSOR EM PONTE COMPLETA | 29 |
| 3.3.1. Modo Contínuo..... | 29 |
| 3.3.2. Modo descontínuo..... | 30 |
| 3.4 DEFINIÇÃO DO FILTRO DE SAÍDA | 32 |
| CAPÍTULO 4..... | 35 |
| CONVERSOR EM PONTE ELEVADOR DE TENSÃO..... | 35 |

| | | |
|--|--|----|
| 4.1 | CONCEITOS BÁSICOS..... | 35 |
| 4.2 | CAPACITÂNCIA PARASITA DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS | 39 |
| 4.3 | CONVERSOR EM PONTE COMPLETA ELEVADOR DE TENSÃO | 43 |
| 4.3.1. | Princípio de funcionamento | 44 |
| 4.3.2. | Projeto | 45 |
| 4.3.2.1 | Definição dos parâmetros do transformador e do indutor do filtro de saída..... | 45 |
| 4.3.2.2 | Definição do indutor de amortecimento..... | 47 |
| 4.3.2.2.1 | Primeira etapa..... | 50 |
| 4.3.2.2.2 | Segunda etapa..... | 51 |
| 4.3.2.2.3 | Terceira etapa..... | 54 |
| 4.3.2.2.4 | Quarta etapa..... | 58 |
| 4.3.2.2.5 | Quinta etapa..... | 62 |
| 4.3.2.2.6 | Sexta etapa..... | 64 |
| 4.3.2.2.7 | Sétima etapa | 65 |
| 4.3.2.3 | Método simplificado para definição do indutor de amortecimento | 68 |
| 4.3.2.3.1. | Primeira etapa..... | 68 |
| 4.3.2.3.2. | Segunda etapa..... | 68 |
| 4.3.2.3.3. | Terceira etapa..... | 69 |
| 4.3.2.3.4. | Quarta etapa..... | 69 |
| 4.3.2.3.4. | Quinta etapa..... | 70 |
| 4.3.2.4. | Definição do filtro de saída..... | 72 |
| CAPÍTULO 5..... | | 75 |
| REGULADOR DE CARGA..... | | 75 |
| 5.1 | CONCEITOS BÁSICOS..... | 75 |
| 5.2 | CIRCUITO PROPOSTO..... | 78 |
| 5.3 | LIMITAÇÕES DO REGULADOR DE CARGA..... | 82 |
| CAPÍTULO 6..... | | 89 |
| PROJETO, SIMULAÇÃO E RESULTADOS PRÁTICOS | | 89 |
| 6.1 | PROJETO DO CONVERSOR | 89 |
| 6.1.1 | Necessidades de alimentação da linha de retardo de 0,85 microsegundos | 89 |

| | | |
|----------------------------------|--|-----|
| 6.1.2 | Necessidades de alimentação da linha de retardo de 1,7 microsegundos | 90 |
| 6.1.3 | Especificação do conversor | 90 |
| 6.1.4 | Cálculo dos filtros de saída..... | 91 |
| 6.1.5 | Obtenção do modelo do transformador e do indutor do filtro de saída | 92 |
| 6.1.6 | Cálculo do indutor de amortecimento | 95 |
| 6.2 | SIMULAÇÃO DO FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR E MEDIDAS PRÁTICAS..... | 96 |
| 6.3 | SIMULAÇÃO DO REGULADOR DE CARGA E MEDIDAS PRÁTICAS | 99 |
| CAPÍTULO 7 | | 105 |
| CONCLUSÃO..... | | 105 |
| 7.1 | CONCLUSÕES SOBRE O PROJETO..... | 105 |
| 7.2 | SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS | 107 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | | 111 |
| APÊNDICE A..... | | 115 |
| O SISTEMA RADAR | | 115 |
| A.1 | INTRODUÇÃO..... | 115 |
| A.2 | APLICAÇÕES | 120 |
| A.3 | MODOS DE OPERAÇÃO | 122 |
| A.4 | FAIXAS DE FREQUÊNCIA..... | 123 |
| A.5 | OPERAÇÃO DO RADAR E SEU DIAGRAMA DE BLOCOS..... | 124 |
| A.6 | O TRANSMISSOR DO RADAR..... | 127 |
| A.6.1 | O Transmissor com Válvula Magnetron..... | 129 |
| A.6.1.1 | O Conjunto de Modulação..... | 132 |
| APÊNDICE B | | 137 |
| FONTES DE ALIMENTAÇÃO | | 137 |
| B.1 | FONTES LINEARES | 137 |
| B.2 | FONTES CHAVEADAS | 140 |
| B.2.1 | Reguladores Chaveados (Conversores CC/CC) | 141 |
| B.2.1.1 | Conversor redutor de tensão..... | 142 |
| B.2.1.1.1 | Modo Contínuo | 143 |

| | | |
|-----------|-----------------------------------|-----|
| B.2.1.1.2 | Modo Descontínuo..... | 145 |
| B.2.1.2 | Conversor elevador de tensão..... | 147 |
| B.2.1.2.1 | Modo Contínuo | 148 |
| B.2.1.2.2 | Modo Descontínuo..... | 150 |
| B.2.1.3 | Outros Conversores | 151 |

Lista de Figuras

| | |
|--|----|
| Figura 1. 1 - Esquema simplificado de um transmissor com válvula Magnetron..... | 3 |
| Figura 1. 2 - Esquema básico de um modulador de pulsos | 4 |
| Figura 1. 3 - Esquema básico de um modulador de pulsos com alimentação | 4 |
| Figura 1. 4 - Geração de um pulso com o uso de uma linha de transmissão | 5 |
| Figura 1. 5 - Circuito equivalente de uma linha de transmissão..... | 5 |
| Figura 1. 6 - Modulador com linha de retardo..... | 6 |
| Figura 2.1 – Conjunto do modulador de pulsos | 12 |
| Figura 2.3 - Comportamento da tensão no capacitor no circuito equivalente | 15 |
| Figura 2.4 - Circuito Equivalente com o diodo de bloqueio | 15 |
| Figura 2.6 - Comportamento da corrente do capacitor no circuito equivalente | 17 |
| Figura 2.7 - Comportamento da corrente do circuito equivalente com diodo de bloqueio | 17 |
| Figura 2.8 - Tensão (A) e corrente (B) da linha de retardo em regime de operação..... | 18 |
| Figura 3.1 - Esquema elétrico do conversor em ponte completa | 24 |
| Figura 3.2 - Circulação de corrente durante a condução de S_1 e S_4 | 26 |
| Figura 3.3 - Circulação de corrente durante o intervalo de condução das chaves | 26 |
| Figura 3.4 - Circulação de corrente durante a condução de S_2 e S_3 | 27 |
| Figura 3.6 - Formas de onda do conversor em ponte completa no modo descontinuo de condução | 31 |
| Figura 4.1-Modelo equivalente de um transformador para baixas frequências | 35 |
| Figura 4.2-Modelo equivalente de um transformador sem perdas para baixas frequências..... | 36 |
| Figura 4.3- Curva de resposta em frequência do transformador em aberto | 37 |
| Figura 4.4- Espectro de frequência da tensão de entrada..... | 37 |
| Figura 4.5- Espectro de frequência da corrente pelo transformador | 37 |
| Figura 4.6- Curva de resposta em frequência do transformador com carga..... | 38 |
| Figura 4. 7- Espectro de frequência da corrente pelo transformador com carga..... | 38 |
| Figura 4.8- Modelo equivalente do transformador elevador de tensão..... | 40 |
| Figura 4.9- Curva de resposta em frequência do transformador elevador sem carga..... | 40 |
| Figura 4.10- Diferentes comportamentos da resposta do transformador | 40 |
| Figura 4.11- Espectro de frequência da corrente pelo transformador elevador | 41 |
| Figura 4.12- Curva de resposta do transformador elevador com carga..... | 41 |
| Figura 4.13- Corrente no primário do transformador elevador | 41 |
| Figura 4.14- Modelo equivalente do indutor de filtro | 42 |
| Figura 4.15 - Curva de resposta do indutor de filtro | 42 |
| Figura 4.16 - Circuito equivalente do conversor em ponte completa..... | 43 |
| Figura 4.17 - Circuito selecionado para o conversor em ponte completa elevador de tensão..... | 43 |
| Figura 4.18 - Circulação de corrente com S_1 e S_4 fechadas..... | 44 |
| Figura 4. 19 - Devolução da energia de L2 para a fonte | 45 |

| | |
|--|-----|
| Figura 4.20 - Conexão para o levantamento da curva do Transformador..... | 45 |
| Figura 4.21 - Circuito para a definição dos valores das indutâncias..... | 47 |
| Figura 4.22 - Formas de onda para o levantamento do valor das indutâncias..... | 47 |
| Figura 4.23 - Levantamento do modelo do indutor de filtro de saída..... | 48 |
| Figura 4.24 - Circuito equivalente do conversor com amortecimento..... | 48 |
| Figura 4.26 - Condição inicial do circuito..... | 50 |
| Figura 4.27 - Primeira etapa da condução..... | 50 |
| Figura 4.28 - Segunda etapa da condução..... | 51 |
| Figura 4.29 - Circuito equivalente da segunda etapa da condução..... | 51 |
| Figura 4.34 - Quinta etapa da condução..... | 62 |
| Figura 4.35 - Circuito equivalente da quinta etapa da condução..... | 63 |
| Figura 4.36 - Sexta etapa da condução..... | 65 |
| Figura 4.37 - Circuito equivalente da sexta etapa da condução..... | 65 |
| Figura 4.38 - Sétima etapa da condução..... | 66 |
| Figura 4.39 - Circuito equivalente da sétima etapa da condução..... | 66 |
| Figura 4.40 - Corrente pelo indutor de amortecimento..... | 66 |
| Figura 4.41 - Corrente do primário do transformador..... | 67 |
| Figura 4.42 - Tensão sobre a capacitância parasita equivalente C_{eq} | 67 |
| Figura 4.43 - Corrente do primário do transformador considerando perdas resistivas no circuito..... | 67 |
| Figura 4.44 - Modelo simplificado de um transformador elevador de tensão..... | 70 |
| Figura 4.45 - Simulação do conversor com o modelo de transformador com indutância de magnetização..... | 71 |
| Figura 4.46 - Simulação do conversor com o modelo de transformador sem indutância de magnetização..... | 71 |
| Figura 4.47 - Simulação do comportamento do conversor para vários valores de L_A | 72 |
| Figura 4.48 - Simulação do pico de corrente para diversas correntes de carga..... | 72 |
| Figura 5.1 - Descarga da linha de retardo em um circuito casado..... | 75 |
| Figura 5.2 - Descarga da linha de retardo em uma carga de maior impedância..... | 76 |
| Figura 5.3 - Carga residual na linha devido ao descasamento de impedâncias..... | 76 |
| Figura 5.4 - Descarga da linha de retardo em uma carga de menor impedância..... | 77 |
| Figura 5.6 - Circuito equivalente do modulador durante a carga..... | 78 |
| Figura 5.7 - Circuito de regulação de carga..... | 79 |
| Figura 5.8 - Circuito de regulação de carga durante a carga do modulador de pulsos..... | 79 |
| Figura 5.9 - Circuito de regulação de carga durante a descarga da energia da bobina duplicadora..... | 80 |
| Figura 5.10 - Circuito Equivalente durante a devolução de energia para a fonte..... | 80 |
| Figura 5.12 - Comparação entre os circuitos sem e com regulador de carga..... | 82 |
| Figura 5.18 - Tempo limite para o acionamento de S_1 | 87 |
| Figura 6.1 - Forma de associação dos capacitores do filtro de saída..... | 91 |
| Figura 6.2- Curva de impedância do transformador..... | 92 |
| Figura 6.3- Curva de impedância do indutor..... | 94 |
| Figura 6.4- Corrente (1) e tensão (2) do indutor de amortecimento obtidas por simulação..... | 96 |
| Figura 6.5- Corrente (2) e tensão (1) do indutor de amortecimento no conversor real..... | 96 |
| Figura 6.6- Corrente (1) e tensão (2) do primário do transformador obtidas por simulação..... | 97 |
| Figura 6.7- Corrente (2) e tensão (1) do primário do transformador no conversor real..... | 97 |
| Figura 6.8- Corrente na chave S_4 obtida por simulação..... | 98 |
| Figura 6.9- Corrente real na chave S_4 | 98 |
| Figura 6.10- Montagem final do conversor CC/CC..... | 99 |
| Figura 6.11- Simulação da tensão de saída do regulador de carga (1) e da corrente pela bobina duplicadora (2) para carga com $Z_L = Z_0$ | 100 |

| | |
|---|-----|
| Figura 6.12 - Simulação da tensão de saída do regulador de carga (1) e da corrente pela bobina duplicadora (2) para carga com $Z_L > Z_0$ | 101 |
| Figura 6.13 - Simulação da tensão de saída do regulador de carga (1) e da corrente pela bobina duplicadora (2) para carga com $Z_L < Z_0$ | 101 |
| Figura 6.14- Medição de tensão de saída (1) e corrente da bobina duplicadora (2) do circuito regulador de carga | 102 |
| Figura 6.15 – Medição de tensão de saída (1) e corrente da bobina duplicadora (2) do circuito regulador de carga, destacando a energia devolvida à fonte pelo regulador de carga..... | 102 |
| Figura 6.16 - Montagem final do regulador de carga | 103 |
| Figura 7. 1 - Topologia do circuito de carga..... | 107 |
| Figura 7. 2 - Dimensões mecânicas do conversor CC/CC | 108 |
| Figura A.1 - Exemplo de um sistema básico de radar | 116 |
| Figura A.2 - Exemplo de um sinal emitido por um Radar..... | 117 |
| Figura A.3 - Exemplo de uma medida de distância realizado por um Radar Pulsado | 118 |
| Figura A.4 - Método de definição do posicionamento do alvo | 119 |
| Figura A.5 - Exemplos dos modos de operação..... | 122 |
| Figura A.6 - Diagrama de blocos de um Radar..... | 124 |
| Figura A.7 - Imagem gerada por um Radar Meteorológico..... | 126 |
| Figura A.8 - Esquema simplificado de um transmissor com válvula magnetron..... | 130 |
| Figura A.9 - Esquema básico de um modulador | 133 |
| Figura A.10 - Esquema básico de um modulador, incluindo a alimentação..... | 133 |
| Figura A.11 - Modulador hard-tube direto e com transformador | 133 |
| Figura A.12 - Geração de um pulso com o uso de uma linha de transmissão | 134 |
| Figura A.13 - Circuito equivalente de uma linha de transmissão..... | 134 |
| Figura A.14 - Modulador com linha de retardo..... | 135 |
| Figura B.1 - Diagrama de uma fonte linear | 138 |
| Figura B.2 - Exemplo de um transformador variável utilizado em radares..... | 139 |
| Figura B.3 - Exemplo de um regulador linear..... | 139 |
| Figura B.4 - Diagrama de uma fonte chaveada..... | 140 |
| Figura B.5 - Exemplo de modulação por largura de pulso | 142 |
| Figura B.6 - Esquema elétrico de um conversor step down..... | 142 |
| Figura B.7 - Formas de circulação de corrente | 143 |
| Figura B.8 - Formas de onda do conversor step down em modo de condução contínuo..... | 144 |
| Figura B.9 - Circulação de corrente no modo descontínuo | 145 |
| Figura B.10 - Formas de onda do conversor step down em modo descontínuo | 145 |
| Figura B.11 - Esquema elétrico de um conversor step up | 147 |
| Figura B.12 - Formas de circulação de corrente | 147 |
| Figura B.13 - Formas de onda do conversor step up em modo de condução contínuo | 149 |
| Figura B.14 - Formas de onda do conversor step up em modo de condução descontínuo | 150 |

Lista de Tabelas

| | |
|--|-----|
| Tabela 6.1- Impedância do transformador em relação à frequência..... | 92 |
| Tabela 6.2- Impedância do indutor em relação à frequência..... | 93 |
| Tabela A.1 - Padrão de faixas de frequência de radar nomeadas por letras | 123 |

Lista de Abreviações

RF - Radiofrequência

RCS - Radar Cross Section

CC - Corrente Contínua

PWM - Pulse Width Modulation

ESR – Equivalent Series Resistance

CLBI – Centro de Lançamentos da Barreira do Inferno

CLA – Centro de Lançamentos de Alcântara

IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistor

MOSFET – Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

Capítulo 1

Introdução

O presente trabalho sugere uma forma de modernização dos antigos transmissores de radar que utilizam válvula *magnetron*, no que diz respeito à forma de alimentação e proteção do modulador de pulsos. Propõe-se a utilização de um conversor eletrônico de potência, como o conversor CC/CC, com uso de componentes eletrônicos semicondutores de potência como os IGBT's e MOSFET's, para substituir antigas partes mecânicas e válvulas eletrônicas, tornando esses equipamentos menores, mais confiáveis e mais eficientes. Este trabalho sugere a substituição de componentes obsoletos por produtos de tecnologias mais recentes, garantindo assim a possibilidade de manutenção mais simples e o aumento da vida útil e confiabilidade do equipamento.

Este trabalho foi realizado na empresa Omnisys Engenharia Ltda. (www.omnisys.com.br), tendo sido aplicado no projeto de um radar meteorológico com modulador em estado sólido e na modernização dos radares Adour II e Bearn, do CLBI (Centro de Lançamento da Barreira do Inferno – Natal – RN) e dos radares Adour II e Atlas, do CLA (Centro de Lançamento de Alcântara – Alcântara - MA).

1.1 Os Sistemas de Radar

A aplicação inicial de sistemas de radar foi dedicada à área militar, tendo seu uso difundido durante a segunda guerra mundial. Contudo, com o aprimoramento da tecnologia, uma ampla gama de usos para essa técnica foi sendo criada. Hoje, esses sistemas estão envolvidos em vários ramos da vida moderna, dentre os quais podemos destacar o controle de tráfego aéreo, as observações meteorológicas, a orientação da navegação de embarcações e, cotidianamente, o auxílio do cumprimento da lei, flagrando motoristas que abusam da velocidade [3 e 5].

Um tipo de radar muito comum é o radar pulsado com válvula *magnetron*. Esse tipo de equipamento tem sido utilizado há mais de 60 anos e sua tecnologia é bem conhecida. Contudo, a maior parte desses equipamentos utiliza uma grande quantidade de componentes valvulados, que têm se tornado cada vez mais raros e difíceis de se adquirir [10 e 11].

1.2 O transmissor de radar com válvula *magnetron*

O transmissor de radar com válvula *magnetron* opera com pulsos de RF e não com um sinal de alta frequência presente constantemente. Apesar de se ter níveis de potência média da ordem de alguns quilowatts, a potência de pico do sinal chega a vários megawatts. Estes pulsos de RF não são gerados através de um conjunto de amplificadores, mas sim através de uma válvula *magnetron*. Essa válvula recebe um pulso de alta tensão e gera um pulso de RF na frequência definida pelo ajuste de sua cavidade ressonante [3].

Historicamente, a *magnetron* foi o componente que tornou possível o desenvolvimento dos radares pulsados de microondas e existem alguns modelos dessa válvula que têm eficiência da ordem de até 80%.

O transmissor valvulado com *magnetron* necessita, além da válvula, de outras partes para operar. São elas o sistema de aquecimento de filamento, o circuito de alta frequência e o conjunto de modulação, conforme pode ser visto na Figura 1.1.

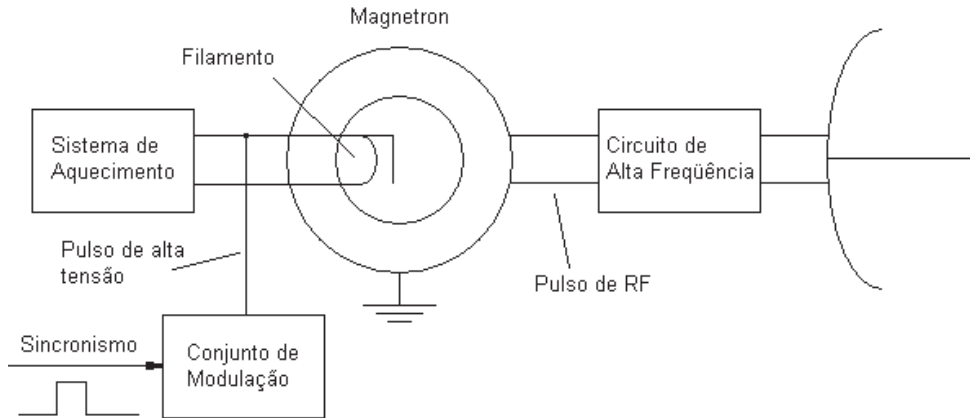


Figura 1.1 - Esquema simplificado de um transmissor com válvula Magnetron

O sistema de aquecimento tem como função fornecer energia para o filamento da válvula, já que esta necessita de um filamento aquecido para operar corretamente.

O circuito de alta frequência é composto por uma série de guias de onda, antena, acopladores e outros componentes de alta frequência e é responsável por conduzir o pulso de RF até a antena.

O conjunto de modulação de pulso é o responsável pela excitação da válvula *magnetron*, que consiste em aplicar ao seu catodo um pulso estreito de potência da ordem de megawatts e tensões de algumas dezenas de quilovolts.

1.3 O Conjunto de modulação

Existem várias topologias de circuitos de moduladores de pulso, sendo que todas elas apresentam o mesmo princípio básico de funcionamento. Elas possuem um elemento armazenador de energia e uma chave para controlar a descarga dessa energia na válvula magnetron [4], conforme pode ser visto na Figura 1.2. Esse elemento armazenador deve ter sua energia reposta por uma fonte de alimentação, sendo necessária a presença de um elemento que limite a corrente de carga e proteja a fonte. O esquema completo desse modulador de pulsos está

apresentado na Figura 1.3, onde pode-se observar os caminhos de carga e descarga de um modulador genérico.

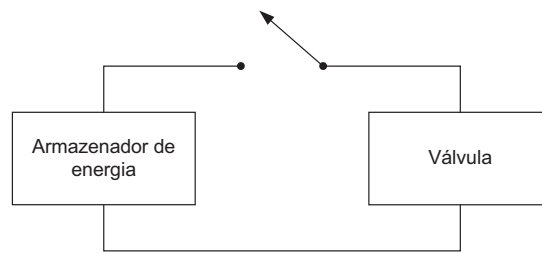


Figura 1. 2 - Esquema básico de um modulador de pulsos

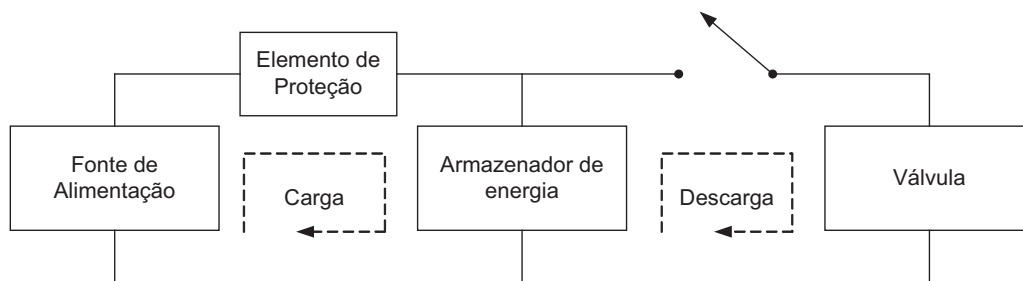


Figura 1. 3 - Esquema básico de um modulador de pulsos com alimentação

Um tipo muito comum de modulador de pulsos é o modulador de pulsos com linha de retardo, também chamado de modulador *line-type*. Ele tem essa denominação devido ao seu mecanismo de armazenamento de carga, semelhante ao de uma linha de transmissão. Dentre as diversas topologias de moduladores de pulso com linha de retardo para níveis de potência elevado, a mais comum é a que utiliza válvula *thyatron* como chave de potência e um circuito de pré-modulação para a excitação dessa válvula [6].

Se uma linha de transmissão aberta, de impedância Z_0 e carregada com uma tensão V , for chaveada sobre uma carga também com impedância Z_0 , um pulso de tensão $V/2$ e duração Δ aparecem sobre essa carga, sendo Δ um valor proporcional ao comprimento da linha. Uma ilustração desse fato pode ser vista na Figura 1.4, onde t_0 representa o momento do fechamento da chave.

Uma linha de transmissão sem perdas pode ser representada por um circuito constituído de infinitos capacitores e indutores [2], associados da forma mostrada na Figura 1.5.

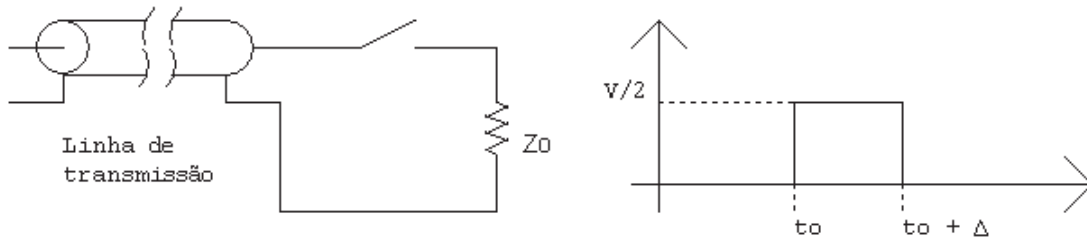


Figura 1.4 - Geração de um pulso com o uso de uma linha de transmissão

Como os elementos capacitivos e indutivos de uma linha de transmissão apresentam valores muito baixos, existe a necessidade de comprimentos de cabo muito longos para se atingir larguras de pulso da ordem de microsegundos, além da necessidade de tensões de dezenas de milhares de volts para se absorver a quantidade de energia requerida pela válvula, o que torna a linha de transmissão um elemento armazenador de energia inviável para uso em radares. A solução para esse problema é obtida através do uso de um número finito de capacitores e indutores discretos associados conforme mostrado na Figura 1.5, o que possibilita a construção de elementos com grande capacidade de armazenamento de energia, pequenas dimensões e grande similaridade de comportamento em relação à linha de transmissão. Esse circuito é denominado de linha de retardo e é amplamente utilizado em circuitos de moduladores de radares [6].

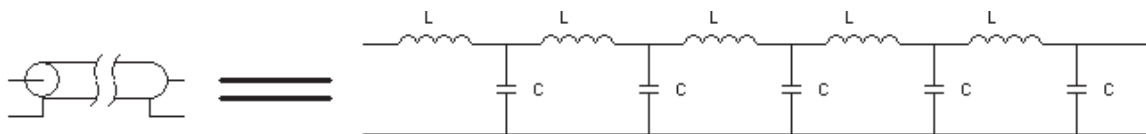


Figura 1.5 - Circuito equivalente de uma linha de transmissão

O esquema completo de um modulador com linha de retardo é exibido na Figura 1.6. O funcionamento desse circuito pode ser dividido em carga e descarga. Durante a carga, a fonte de alimentação fornece energia para a linha de retardo, que está inicialmente descarregada, com a corrente limitada pelo elemento de proteção. Na descarga, a linha de retardo é chaveada sobre

a válvula, gerando o pulso de alta tensão e, conseqüentemente, o pulso de RF. Um transformador de pulso elevador de tensão é utilizado para adaptar os níveis de tensão do modulador aos requeridos pela válvula.

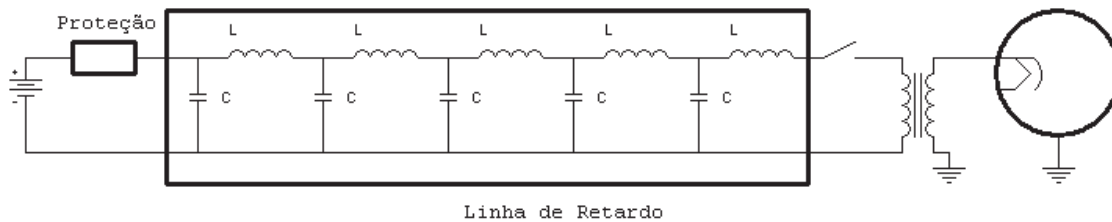


Figura 1. 6 - Modulador com linha de retardo

O presente texto está organizado da seguinte forma: O Capítulo 2 apresenta a descrição de funcionamento do modulador de pulsos com linha de retardo e faz sua caracterização como carga.

A teoria dos conversores eletrônicos isolados do tipo ponte completa (*full-bridge*) é descrita no Capítulo 3, onde o seu princípio de funcionamento é explicado e suas equações teóricas apresentadas.

No Capítulo 4 realiza-se a análise do uso de conversores CC/CC tipo ponte completa em uma aplicação elevadora de tensão, citando os problemas relacionados às suas capacitâncias parasitas. Sugere-se uma forma de atenuar essas capacitâncias parasitas indesejadas e apresenta-se uma modelagem para a topologia resultante, incluindo um método de cálculo para o indutor de amortecimento.

O Capítulo 5 apresenta uma forma de implementação de um circuito regulador de carga mostrando uma versão que visa aumentar a estabilidade dos pulsos e, simultaneamente, proteger o sistema contra curto-circuito e eliminar a necessidade de fontes com tensão variável.

O Capítulo 6 mostra o projeto e a simulação dos circuitos do conversor CC/CC em ponte completa e do regulador de carga, ambos utilizados na alimentação do modulador de pulsos do

radar. Também são apresentados os resultados das medições realizadas nos circuitos construídos, fazendo-se uma comparação entre o projeto e o funcionamento real do sistema.

O Capítulo 7 fala sobre as conclusões a respeito deste trabalho, apontando as vantagens que esse novo sistema de alimentação traz. Também são sugeridas modificações para trabalhos futuros.

O Anexo A apresenta um texto de introdução aos sistemas radares, discutindo seus aspectos básicos, enquanto o Anexo B descreve a teoria básica de fontes de alimentação, destacando as principais características de reguladores lineares e chaveados.

Capítulo 2

Modulador de pulsos como carga

O modulador de pulsos é a parte do sistema responsável pela geração do pulso de alta tensão que será aplicado à válvula *magnetron* para gerar o sinal de RF requerido pelo transmissor. Para tanto, ele armazena por um longo período a energia proveniente de uma fonte de alimentação CC nos elementos capacitivos que constituem sua linha de retardo e depois descarrega toda essa energia na válvula num curto intervalo de tempo, através de um transformador de pulso.

Os principais parâmetros de uma linha de retardo são a impedância característica, a largura de pulso e a tensão de operação. A impedância característica da linha deve ser do mesmo valor da impedância da válvula *magnetron* na região de operação nominal para que ocorra a máxima transferência de potência durante o pulso. Considera-se que a largura de pulso na válvula tem a mesma duração do pulso gerado pelo modulador de pulsos. Contudo, na prática a largura de pulso deve ser um pouco maior do que a desejada para o pulso de RF, já que parte do pulso será perdida na região inicial da modulação, onde carrega-se as capacitâncias parasitas do circuito e coloca-se a válvula na região de operação. Já a tensão de carga da linha de retardo do modulador deve ser igual ao dobro da tensão necessária à operação da válvula [4].

Portanto,

$$Z_M = Z_V \quad (2.1)$$

$$\Delta_M = \Delta_V \quad (2.2)$$

$$V_M = 2V_V \quad (2.3)$$

onde Z_M é a impedância característica do modulador, Z_V é a impedância característica da válvula *magnetron* na região de operação, Δ_M é a largura de pulso do modulador, Δ_V é a largura de pulso desejada na válvula, V_M é a tensão de carga da linha de retardo do modulador e V_V é a tensão de operação da válvula. Essas relações são verdadeiras para o caso da utilização de um transformador de pulsos de relação 1:1. A utilização de transformadores com maiores relações de transformação facilita o projeto da linha de retardo, já que essa passa a operar com tensão mais baixa. Se um transformador com relação de transformação diferente de 1:1 for utilizado, as três relações anteriores ficam

$$Z_M = \frac{Z_V}{N^2} \quad (2.4)$$

$$\Delta_M = \Delta_V \quad (2.2)$$

$$V_M = \frac{2V_V}{N} \quad (2.5)$$

onde N é a relação de transformação do transformador de pulsos. Observe que a largura de pulsos dada por (2.2) não é alterada pelo transformador, o que é esperado na hipótese de um transformador ideal. Na prática, ela pode sofrer pequenas deformações devido aos parâmetros do transformador real.

A impedância característica da linha do retardo do modulador vale

$$Z_M = \sqrt{\frac{L_T}{C_T}} \quad (2.6)$$

onde C_T e L_T são respectivamente os valores totais de capacitância e indutância presentes na linha. Já a largura de pulso gerada pela linha vale

$$\Delta_M = 2\sqrt{C_T L_T} \quad (2.7)$$

Isolando-se L_T em (2.6), tem-se:

$$L_T = C_T (Z_M)^2 \quad (2.8)$$

e substituindo-se (2.8) em (2.7), tem-se

$$\Delta_M = 2\sqrt{C_T C_T (Z_M)^2} = 2C_T Z_M \quad (2.9)$$

Portanto

$$C_T = \frac{\Delta_M}{2Z_M} \quad (2.10)$$

Substituindo-se (2.10) em (2.8), chega-se a:

$$L_T = \frac{Z_M \Delta_M}{2} \quad (2.11)$$

As Equações (2.10) e (2.11) apresentam a relação entre os componentes da linha de retardo e os parâmetros do pulso desejado. Agora, substituindo-se (2.2) e (2.4) em (2.10) e (2.11), tem-se:

$$C_T = \frac{\Delta_V N^2}{2Z_V} \quad (2.12)$$

$$L_T = \frac{Z_V \Delta_V}{2N^2} \quad (2.13)$$

As Equações (2.12) e (2.13) apresentam a relação entre os componentes da linha de retardo e os parâmetros do pulso e da válvula *magnetron*.

Como a impedância da válvula refletida pelo transformador é baixa no momento da descarga, o modulador praticamente coloca a fonte de alimentação em curto circuito, o que pode danificá-la. Para evitar que isso ocorra, um elemento de limitação de corrente é colocado entre a fonte e a linha de retardo. Usualmente esse elemento é um indutor, denominado bobina duplicadora [6]. A Figura 2.1 apresenta o conjunto do modulador de pulsos.

Os indutores da linha de retardo ($L_1, L_2, L_3, L_4, \dots, L_n$) são o resultado da divisão do valor de indutor L_T por n , sendo n o número de elementos desejados na construção da linha. O valor n é definido pelas características do pulso desejado e quanto maior o valor de n , mais perfeito será o pulso obtido, o que é sempre desejável. Contudo, como n aumenta o número de elementos na linha e reduz seus valores, o valor de n não pode ser muito alto, já que isso traria grande

dificuldade à implementação do circuito físico. Da mesma forma, os capacitores da linha de retardo ($C_1, C_2, C_3, C_4, \dots, C_n$) têm os valores de suas capacitâncias iguais ao resultado da divisão do valor da capacitância do capacitor C_T pelo valor n .

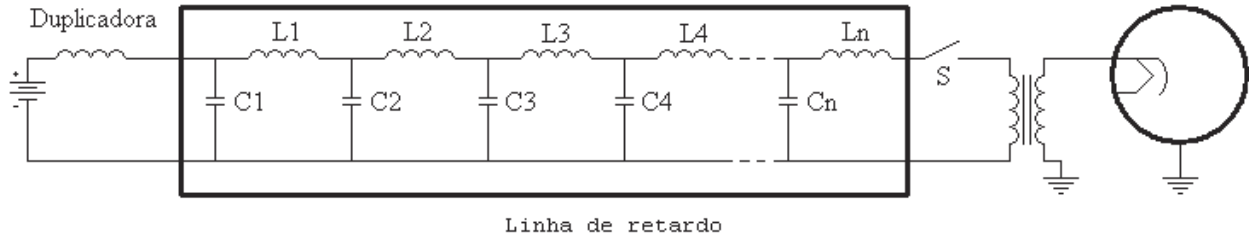


Figura 2.1 – Conjunto do modulador de pulsos

Dessa forma, pode-se dizer que

$$C_T = \sum_1^n C_k \quad (2.14)$$

e que

$$L_T = \sum_1^n L_k \quad (2.15)$$

Como os indutores da linha de retardo têm valores da ordem de microhenrys, muito inferiores aos da bobina duplicadora, que normalmente fica na faixa dos milihenrys, no momento da carga da linha (quando a chave S está aberta e a linha está descarregada) pode-se considerar a mesma como um capacitor de valor C_T . Esse circuito equivalente é um circuito LC série, conforme mostrado na Figura 2.2.

Considerando-se que os capacitores da linha de retardo e a bobina duplicadora estão inicialmente descarregados e que a tensão da fonte é igual à V_F , pode-se equacionar as malhas de tensão e corrente do circuito.

$$v_{LD} + v_C = V_F \quad (2.16)$$

$$i_{LD} = i_C \quad (2.17)$$

A tensão no indutor e a corrente no capacitor são apresentadas nas equações (2.18) e (2.19).

$$v_{LD} = L_D \frac{di_{LD}}{dt} \quad (2.18)$$

onde L_D é o valor da bobina duplicadora.

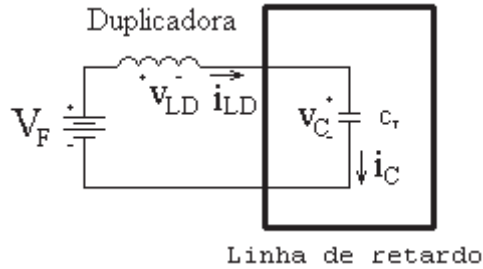


Figura 2.2 - Circuito equivalente do modulador durante a carga

$$i_C = C_T \frac{dv_C}{dt} \quad (2.19)$$

Substituindo-se 2.17 em 2.18 tem-se:

$$v_{LD} = L_D \frac{di_C}{dt} \quad (2.20)$$

e inserindo-se (2.20) em (2.16) chega-se a:

$$L_D \frac{di_C}{dt} + v_C = V_F \quad (2.21)$$

Substituindo-se (2.19) em (2.21), tem-se:

$$L_D C_T \frac{d^2 v_C}{dt^2} + v_C = V_F \quad (2.22)$$

A equação (2.22) é a equação diferencial que descreve a tensão do capacitor do circuito equivalente apresentado na Figura 2.2. Para solucionar essa equação diferencial, parte-se de:

$$v_C = v_C h + v_C p \quad (2.23)$$

onde $v_C h$ é a solução homogênea e $v_C p$ é a solução particular de (2.22) [1]. A equação característica do circuito é

$$L_D C_T \lambda^2 + 1 = 0 \quad (2.24)$$

$$\lambda = \pm j \frac{1}{\sqrt{L_D C_T}} \quad (2.25)$$

$$v_C h = A \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}}\right) + B \operatorname{sen}\left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}}\right) \quad (2.26)$$

$$v_C p = K \quad (2.27)$$

Substituindo-se a equação 2.27 na equação 2.22 tem-se:

$$L_D C_T \frac{d^2 v_C p}{dt^2} + v_C p = L_D C_T \frac{d^2(K)}{dt^2} + K = V_F \therefore K = V_F \therefore v_C p = V_F \quad (2.28)$$

$$v_C = v_C h + v_C p = A \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}}\right) + B \operatorname{sen}\left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}}\right) + V_F \quad (2.29)$$

Como a tensão inicial sobre o capacitor é zero,

$$v_C(0) = A \cos\left(\frac{0}{\sqrt{L_D C_T}}\right) + B \operatorname{sen}\left(\frac{0}{\sqrt{L_D C_T}}\right) + V_F = A + V_F = 0 \therefore A = -V_F \quad (2.30)$$

e como a corrente inicial no indutor também é zero,

$$C_T \frac{d}{dt} v_C(0) = C_T \left(-\frac{A}{\sqrt{L_D C_T}} \operatorname{sen}(0) + \frac{B}{\sqrt{L_D C_T}} \cos(0) \right) = \frac{C_T B}{\sqrt{L_D C_T}} = 0 \therefore B = 0 \quad (2.31)$$

Substituindo (2.30) e (2.31) em (2.29), tem-se:

$$v_C = -V_F \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}}\right) + V_F \Rightarrow v_C = V_F \left(1 - \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}}\right) \right) \quad (2.32)$$

Com base na equação (2.32), pode-se concluir que o circuito mostrado na Figura 2.2 apresenta comportamento oscilatório, conforme mostrado na Figura 2.3, sendo que o valor da tensão sobre a capacitância equivalente C_T varia entre 0 e $2V_F$.

Como se espera que a linha de retardo permaneça carregada após atingir o valor máximo de tensão, esse comportamento oscilatório não é desejado e deve ser eliminado. Para isso, um diodo é colocado em série com a bobina duplicadora, como mostrado na Figura 2.4. Esse diodo é denominado de diodo de carga ou diodo de bloqueio. No momento em que a tensão sobre o capacitor C_T atinge seu valor máximo, a energia armazenada na bobina duplicadora é nula. Neste ponto, a tendência do capacitor C_T , que está carregado com tensão

$2V_F$, torna-se devolver sua carga para a fonte, via a bobina duplicadora. Nesse momento, o diodo de carga bloqueia essa devolução da energia, fazendo com que a linha fique carregada com o maior valor de tensão atingido, assim como ilustrado pela Figura 2.5.

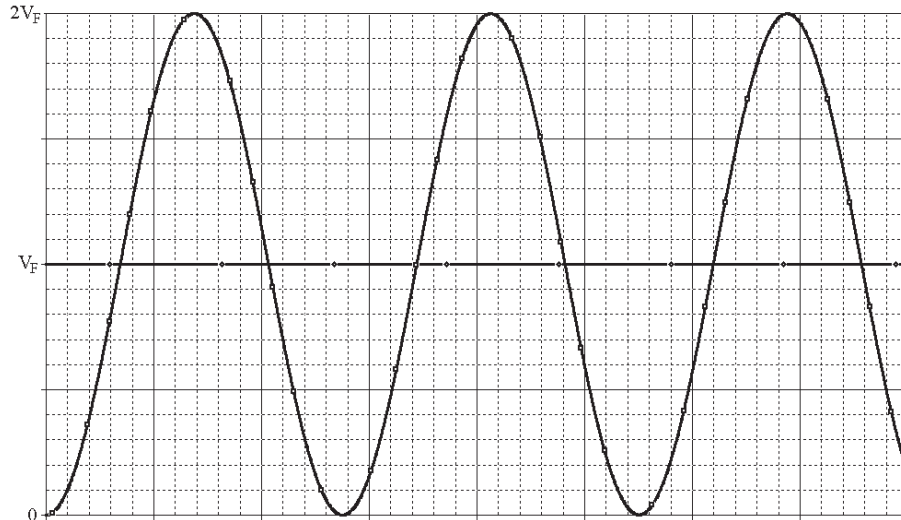


Figura 2.3 - Comportamento da tensão no capacitor no circuito equivalente

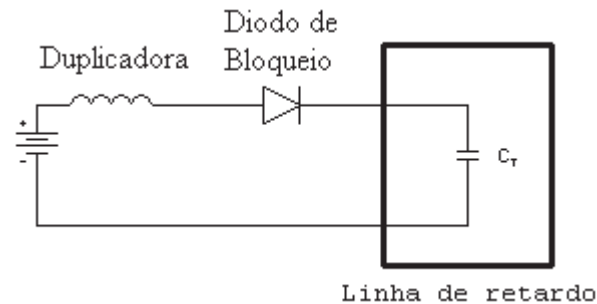


Figura 2.4 - Circuito Equivalente com o diodo de bloqueio

Devido à técnica de utilização de uma bobina como elemento limitador da corrente de carga e que faz com que a tensão final da linha de retardo seja o dobro da tensão da fonte, é que o indutor é chamado de bobina duplicadora ou bobina dobradora. Devido às imperfeições dos componentes, tais como a resistência do indutor e as perdas no diodo de bloqueio, o valor da tensão da linha não será exatamente duas vezes o valor da tensão da fonte, ficando sempre alguns Volts abaixo. Mesmo assim, essa técnica proporciona um ganho de tensão, o que permite

que o valor da tensão de saída da fonte de alimentação possa ser quase a metade do valor requerido pela linha de retardo, o que simplifica o projeto da fonte. Dessa maneira, pode-se escrever:

$$V_M = 2V_F \quad (2.33)$$

Substituindo-se a equação (2.33) em (2.5), tem-se:

$$2V_F = \frac{2V_V}{N} \Rightarrow V_F = \frac{V_V}{N} \quad (2.34)$$

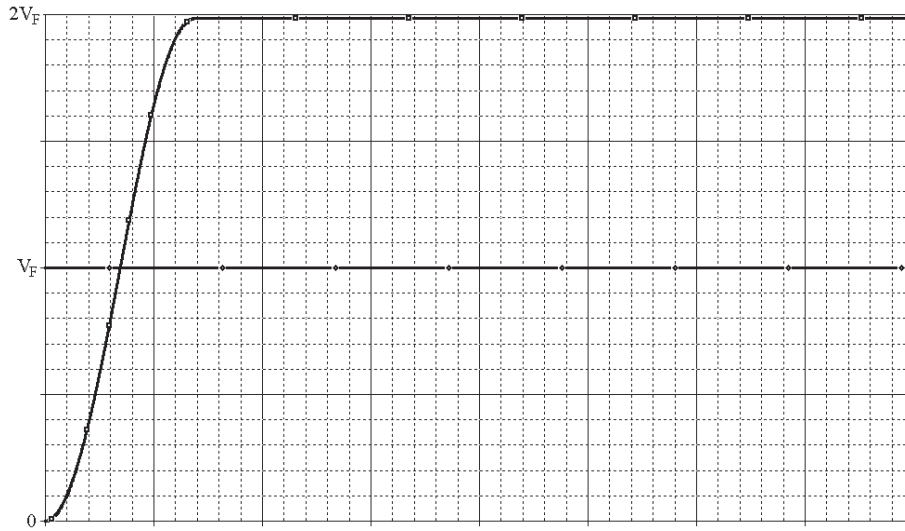


Figura 2.5 - Comportamento de circuito equivalente com diodo de bloqueio

A equação (2.34) apresenta a tensão que a fonte deve fornecer visando atender a necessidade da válvula *magnetron*. Como o período de carga (o tempo necessário para elevar-se a tensão da linha de zero até $2V_F$) se encerra quando a linha de retardo atinge o valor máximo de tensão, esse tempo pode ser encontrado através da equação 2.32. O valor máximo irá ocorrer

quando $-\cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}}\right)$ for igual ao seu maior valor. Ou seja,

$$-\cos\left(\frac{t_c}{\sqrt{L_D C_T}}\right) = 1 \Rightarrow \cos\left(\frac{t_c}{\sqrt{L_D C_T}}\right) = \cos(\pi) \Rightarrow \frac{t_c}{\sqrt{L_D C_T}} = \pi \therefore t_c = \pi\sqrt{L_D C_T} \quad (2.35)$$

onde t_c é o tempo de carga da linha.

Ao analisar-se o circuito equivalente do modulador durante a carga, vê-se que como o circuito de carga está em série, a corrente absorvida pela linha de retardo é igual a corrente entregue pela fonte. Assim, equacionando-se a corrente absorvida pelo capacitor equivalente C_T , também encontra-se a corrente entregue pela fonte. Substituindo-se a equação (2.32) na equação (2.19), tem-se:

$$i_C = C_T \frac{d}{dt} \left(V_F \left(1 - \cos \left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}} \right) \right) \right) = V_F \sqrt{\frac{C_T}{L_D}} \operatorname{sen} \left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}} \right) \quad (2.36)$$

A equação (2.36) descreve a corrente de carga da linha. Por essa equação pode-se concluir que a corrente, assim como a tensão, tem um caráter oscilatório, conforme apresentado na Figura 2.6. Devido à presença do diodo de carga, que não permite a existência de uma corrente reversa apreciável, apenas o ciclo positivo dessa corrente ocorre, assim como apresentado na Figura 2.7.

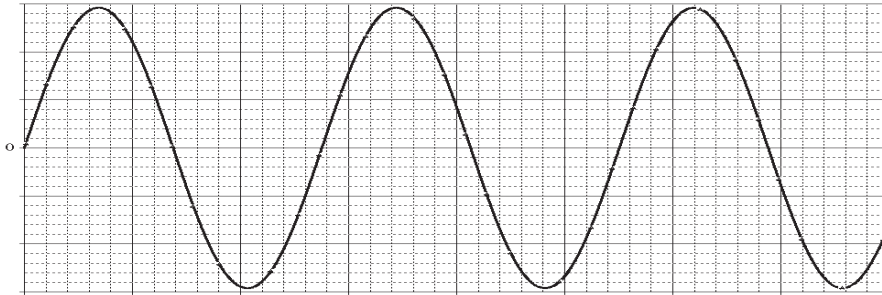


Figura 2.6 - Comportamento da corrente do capacitor no circuito equivalente

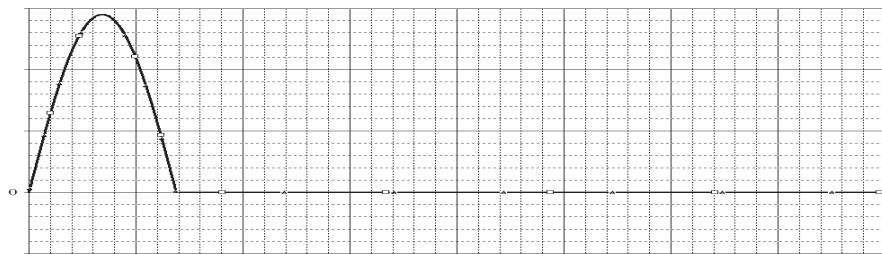


Figura 2.7 - Comportamento da corrente do circuito equivalente com diodo de bloqueio

A equação (2.36), que define a corrente de carga da linha de retardo, alcança seu valor de pico quando $\text{sen}\left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}}\right)$ chega ao seu valor máximo. Dessa forma, a corrente de pico durante a carga será:

$$\hat{I}_F = V_F \sqrt{\frac{C_T}{L_D}} \quad (2.37)$$

Substituindo-se as equações (2.12) e (2.34) em (2.37) obtém-se a equação (2.38), a qual define a corrente de pico que deve ser fornecida pela fonte durante a carga, em função dos parâmetros da válvula *magnetron* e do pulso desejado.

$$\hat{I}_F = V_V \sqrt{\frac{\Delta_V}{2 \cdot Z_V \cdot L_D}} \quad (2.38)$$

O modulador de pulsos trabalha em uma frequência de repetição da ordem de algumas centenas de Hertz denominada *PRF* (*Pulse Repetition Rate*) e a cada ciclo o processo de carga da linha ocorre novamente, o que faz com que a linha de retardo apresente formas de onda de tensão e de corrente periódicas. O conjunto dessas formas de onda pode ser visto na Figura 2.8.

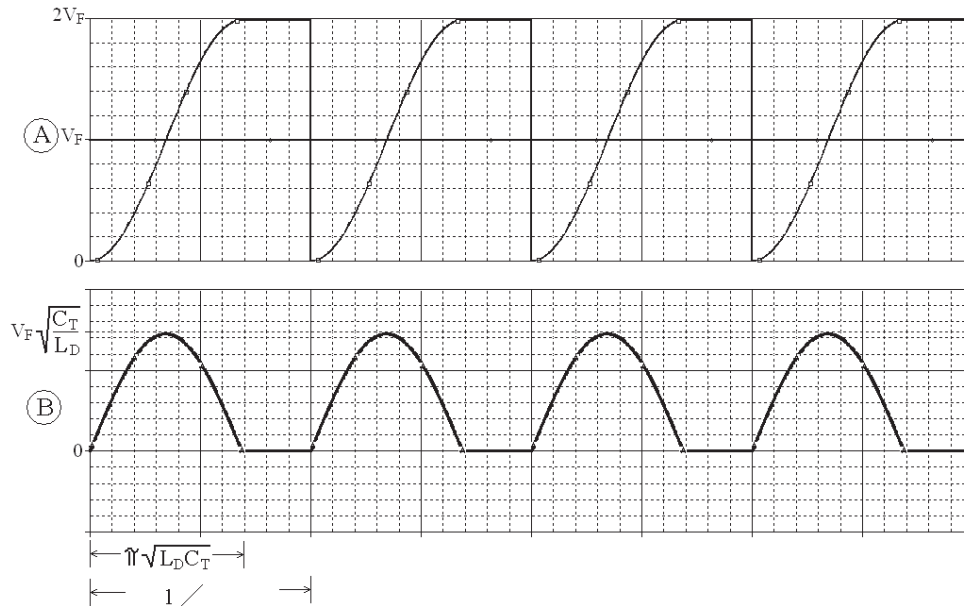


Figura 2.8 - Tensão (A) e corrente (B) da linha de retardo em regime de operação

Observando-se a Figura 2.8, vê-se que o tempo de carga t_c deve ser menor ou, no caso limite, igual ao período de um ciclo de operação. Caso contrário ocorrerá superposição entre os períodos de carga e o equipamento não operará adequadamente. Para isso, t_c deve obedecer (2.29).

$$t_c \leq \frac{1}{PRF} \quad (2.39)$$

Substituindo-se a equação (2.35) em (2.39), tem-se:

$$\pi\sqrt{L_D C_T} \leq \frac{1}{PRF} \quad (2.40)$$

Agora, substituindo-se a equação (2.12) em (2.40), chega-se a:

$$\pi\sqrt{L_D \frac{\Delta_V N^2}{2Z_V}} \leq \frac{1}{PRF} \quad (2.41)$$

$$L_D \leq \frac{2Z_V}{\Delta_V (\pi \cdot N \cdot PRF)^2} \quad (2.42)$$

Como os valores de Δ_V , N , Z_V e PRF são parâmetros do projeto, a equação (2.42) representa uma restrição ao valor máximo da indutância da bobina duplicadora L_D . A escolha do valor de L_D deve ser otimizada. Se for escolhido um valor muito baixo tem-se uma alta corrente de pico no circuito (como é apresentado na equação (2.38)) e se for escolhido um valor muito alto pode-se violar a restrição imposta por (2.42).

Ao analisar-se a Figura 2.8 (B), vê-se que a corrente elétrica no modulador não é uma corrente contínua pura, mas sim uma corrente pulsante e sempre positiva. Essa forma de onda de corrente é descrita pela equação (2.43). Com base nessa equação, pode-se calcular o valor médio da corrente entregue pela fonte ao modulador de pulsos.

$$i_F = \begin{cases} V_F \sqrt{\frac{C_T}{L_D}} \operatorname{sen}\left(\frac{t}{\sqrt{LC_T}}\right), & 0 \leq t \leq \pi\sqrt{L_D C_T} \\ 0, & \pi\sqrt{L_D C_T} \leq t \leq \frac{1}{PRF} \end{cases} \quad (2.43)$$

$$\overline{I}_F = \frac{1}{T} \int_0^T i_F dt \quad (2.44)$$

$$\overline{I}_F = PRF \left(\int_0^{\pi\sqrt{L_D C_T}} V_F \sqrt{\frac{C_T}{L_D}} \text{sen} \left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}} \right) dt + 0 \int_{\pi\sqrt{L_D C_T}}^{\frac{1}{PRF}} dt \right) \quad (2.45)$$

$$\overline{I}_F = PRF \cdot V_F \sqrt{\frac{C_T}{L_D}} \int_0^{\pi\sqrt{L_D C_T}} \text{sen} \left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}} \right) dt \quad (2.46)$$

$$\overline{I}_F = PRF \cdot V_F \sqrt{\frac{C_T}{L_D}} \left(-\sqrt{L_D C_T} \cos \left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}} \right) \Big|_0^{\pi\sqrt{L_D C_T}} \right) \quad (2.47)$$

$$\overline{I}_F = PRF \cdot V_F \sqrt{\frac{C_T}{L_D}} \left(-\sqrt{L_D C_T} \cos \left(\frac{\pi\sqrt{L_D C_T}}{\sqrt{L_D C_T}} \right) - \sqrt{L_D C_T} \cos \left(\frac{0}{\sqrt{L_D C_T}} \right) \right) \quad (2.48)$$

$$\overline{I}_F = PRF \cdot V_F \sqrt{\frac{C_T}{L_D}} \sqrt{L_D C_T} (-\cos(\pi) - \cos(0)) \quad (2.49)$$

$$\overline{I}_F = 2C_T V_F PRF \quad (2.50)$$

Substituindo-se as equações (2.12) e (2.34) em (2.50), chega-se à equação (2.51), que apresenta a corrente média que deve ser fornecida pela fonte em função dos parâmetros da válvula *magnetron*.

$$\overline{I}_F = \frac{\Delta_V \cdot V_V \cdot PRF \cdot N}{Z_V} \quad (2.51)$$

Ao multiplicar-se a equação (2.34) por (2.51) chega-se à equação (2.52), que representa a potência que a fonte deve fornecer ao modulador de pulsos em função dos parâmetros da válvula.

$$P_F = V_F \overline{I_F} = \frac{V_V}{N} \frac{\Delta_V \cdot V_V \cdot PRF \cdot N}{Z_V} = \frac{\Delta_V (V_V)^2 PRF}{Z_V} \quad (2.52)$$

As equações (2.34), (2.38), (2.51) e (2.52) definem, respectivamente, a tensão, a corrente de pico, a corrente média e a potência que a fonte deve fornecer em função das características da válvula que se deseja alimentar. Essas equações caracterizam o tipo de carga que o modulador de pulsos representa e devem ser levadas em conta para a correta realização do projeto da fonte.

Capítulo 3

O conversor em ponte completa

3.1 Conceitos básicos

O conversor em ponte completa ou *full bridge* é uma variação do conversor abaixador de tensão, já que ele recorta a tensão de entrada primária e aplica-a na carga, através de um filtro LC. A diferença em relação à topologia *step-down* é a inserção de um transformador que pode aumentar ou diminuir os níveis da tensão de saída. O esquema elétrico desse conversor é exibido na Figura 3.1, onde se pode ver que, apesar dele ser alimentado por uma fonte de corrente contínua, essa não é ligada diretamente ao transformador. Ele possui quatro chaves, sendo que um par é acionado a cada semiciclo de trabalho (S_1 e S_4 ou S_2 e S_3). Um capacitor é utilizado em série com o transformador para evitar que o circuito entre em saturação. Seu secundário é composto de uma ponte retificadora e um filtro LC, filtro esse responsável pela conversão do sinal recortado em um sinal contínuo [14 e 15].

O conversor opera de maneira sincronizada, ou seja, enquanto um conjunto de chaves está fechado, o outro está aberto e vice-versa, o que faz com que em cada ciclo de operação cada par de chaves conduza por, no máximo, 50% do tempo. Além disso, as chaves posicionadas em série (S_1 e S_2 ; S_3 e S_4) nunca poderão conduzir simultaneamente, evitando um curto-circuito na entrada de alimentação, que pode danificar os componentes envolvidos.

O transformador utilizado pode ser tanto elevador quanto abaixador de tensão e sua escolha depende do nível de sinal de saída demandado pela aplicação. Esse transformador é constituído por um enrolamento primário único e um secundário que pode ter enrolamento simples, múltiplo ou com tomada central. Como conversores CC/CC chaveados costumam operar em altas frequências, o material do núcleo do transformador não pode ser o mesmo utilizado em transformadores de baixa frequência, já que as perdas seriam altas, tornando o transformador ineficiente. Os núcleos de ferrite, que apresentam perdas bem mais baixas que os utilizados em transformadores convencionais quando operam em alta frequência, são comumente utilizados em transformadores de conversores chaveados [14].

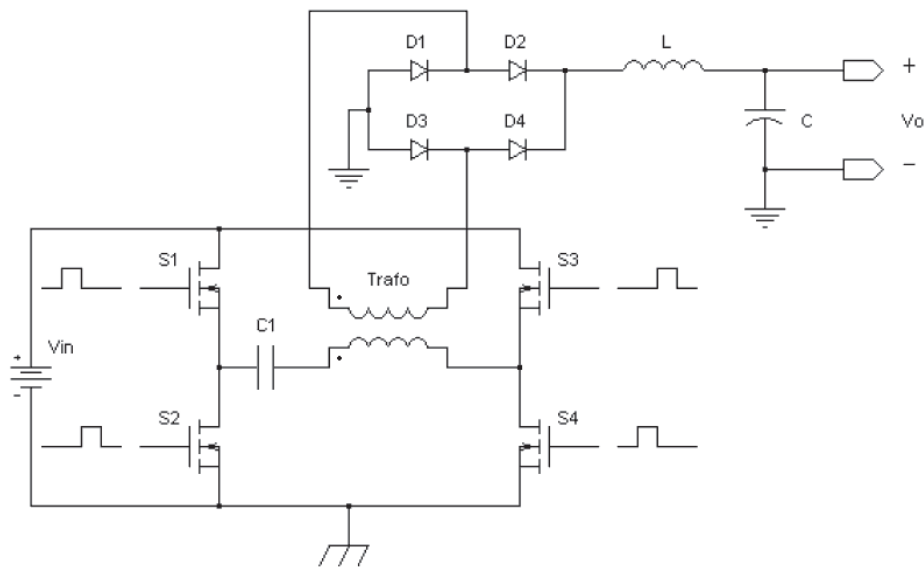


Figura 3.1 - Esquema elétrico do conversor em ponte completa

Como o chaveamento aplicado ao primário do transformador do conversor em ponte completa alimenta-o nas duas polaridades, existe geração de fluxo magnético nos dois sentidos dentro do núcleo, o que leva a um excelente fator de utilização do núcleo do transformador e de seus enrolamentos, possibilitando o projeto de um transformador eficiente [15].

3.2 Funcionamento

O funcionamento desse circuito se dá com o acionamento de um par de chaves a cada semiciclo (S_1 e S_4 ou S_2 e S_3). Supondo-se que inicialmente S_1 e S_4 sejam acionadas, uma corrente proveniente da fonte V_{IN} passa por S_1 , seguindo pelo capacitor C_1 , pelo primário do transformador e por S_4 , encerrando seu caminho completo, como pode ser visto na Figura 3.2. A existência dessa corrente de entrada acarretará na existência de uma corrente no secundário do transformador. Considerando-se nula a queda de tensão sobre as chaves S_1 e S_4 , sobre o capacitor C_1 e sobre os diodos D_1 e D_4 , uma tensão igual a V_{IN} é aplicada ao primário do transformador, gerando em sua saída uma tensão V_{SEC} , que é entregue ao filtro LC depois de ser retificada por D_2 e D_3 . O valor de V_{SEC} será

$$V_{SEC} = V_{IN} \cdot N \quad (3.1)$$

sendo N a relação de espiras do transformador.

Essa situação se mantém até que S_1 e S_4 deixem de conduzir e, quando isso ocorrer, o conjunto S_2 e S_3 não poderá ser instantaneamente acionado já que existe um atraso entre o comando de desativação de uma chave e o seu corte propriamente dito. Se esses tempos não forem levados em consideração pode ocorrer a condução simultânea entre as chaves do mesmo ramo (S_1 e S_2 ou S_3 e S_4), ocasionando a situação de curto circuito.

No intervalo de tempo entre o fim da condução de S_1 e S_4 e o início da condução de S_2 e S_3 não existirá circulação de corrente pelo primário. Porém, como a corrente armazenada no indutor do filtro precisa de um caminho, todos os diodos do retificador de saída conduzem, criando um caminho de livre circulação, como mostrado pela Figura 4.3. Considerando-se que os diodos do retificador são idênticos, a corrente por cada um será igual à metade da corrente total que passa pelo indutor. Também existe uma corrente que circula pelo enrolamento secundário, decorrente da magnetização do transformador.

Quando S_2 e S_3 são acionadas, a fonte fornece uma corrente que flui por S_3 , pelo primário do transformador e pelo capacitor C_1 , atingindo novamente a fonte através de S_2 . Essa corrente apresenta sentido contrário à que circula quando S_1 e S_4 são acionadas. Como consequência

dessa corrente que circula pelo primário, surge uma corrente pelo secundário, agora conduzida pelos diodos D_1 e D_4 , como mostrado na Figura 3.4.

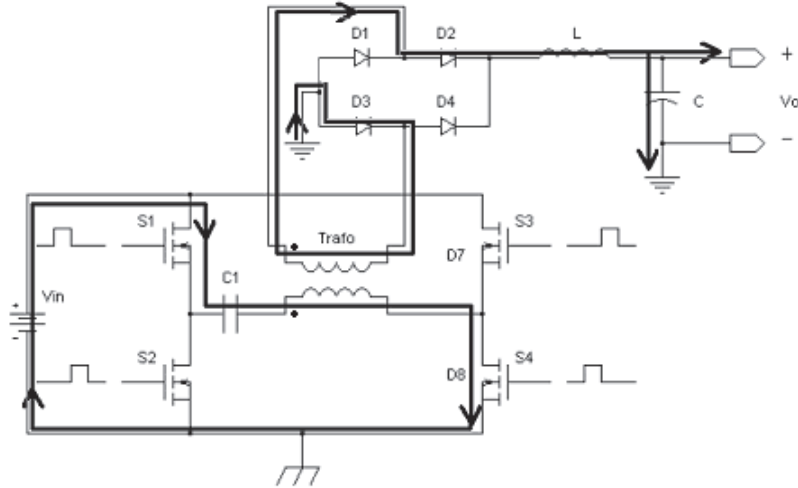


Figura 3.2 - Circulação de corrente durante a condução de S_1 e S_4

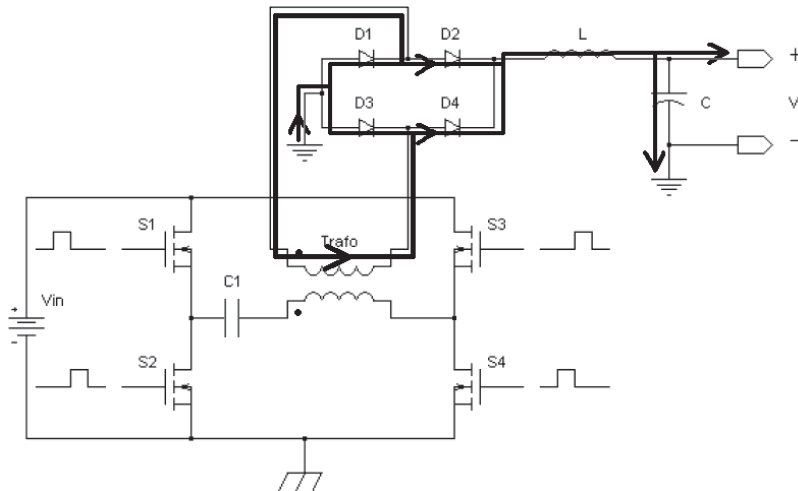


Figura 3.3 - Circulação de corrente durante o intervalo de condução das chaves

Um problema presente nessa topologia é a possibilidade de saturação do transformador. Já que a condução de cada uma dos pares de chaves produz fluxo em um sentido diferente, se cada um dos chaveamentos de um ramo de entrada não for exatamente igual ao do outro ramo, a tensão média aplicada sobre o transformador fica diferente de zero, levando o mesmo à região

de saturação. Como em todo circuito prático existem diferenças nos parâmetros dos componentes, tais como tempos de transição, resistência de condução, atrasos de acionamento e dispersão de enrolamentos, a tendência natural desse circuito é caminhar para região de saturação, o que ocasiona a circulação de correntes excessivas e que podem danificar os componentes envolvidos.

Uma forma de resolver esse problema é através da inserção de entreferros no transformador, o que faz com que o mesmo necessite de uma circulação de corrente muito grande para atingir a região de saturação. Contudo, essa última solução leva a uma redução da permeabilidade vista pelo circuito magnético, o que acarreta na necessidade de enrolamentos com maior número de espiras, o que aumenta as perdas de condução, as capacitâncias parasitas, a dispersão e as dimensões do transformador.

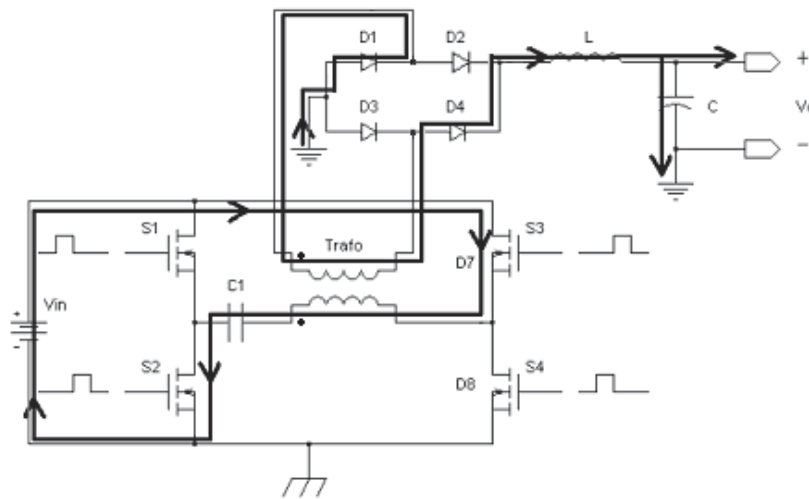


Figura 3.4 - Circulação de corrente durante a condução de S_2 e S_3

Uma outra forma é a inserção do capacitor C_1 , colocado em série com o enrolamento primário do transformador (como mostrado na figura anterior) para manter a corrente média neste enrolamento igual à zero, o que mantém o transformador fora da região de saturação. Esse capacitor funciona como uma realimentação negativa. Se existir um excesso de corrente em um sentido, o capacitor se carregará, diminuindo a tensão aplicada no transformador neste semiciclo (para $V_{IN} - V_C$) e aumentando a tensão aplicada ao transformador no próximo semiciclo (para

$V_{IN} + V_C$). Vale lembrar que esse capacitor deve ter um valor de capacitância grande o suficiente para não apresentar uma tensão elevada devido à carga adquirida durante um semiciclo. Caso contrário ocorrerá uma elevação nas distorções da tensão e da corrente do conversor, que normalmente têm formas quadradas.

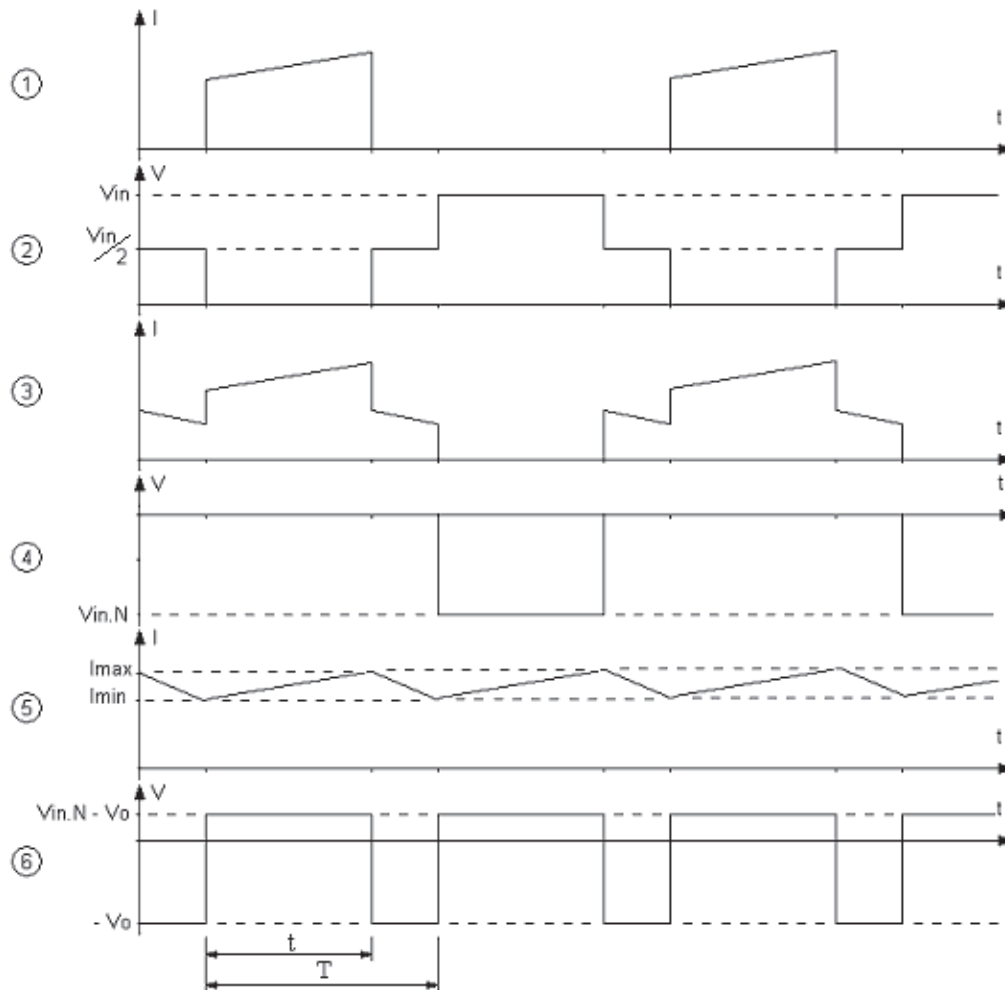


Figura 3.5 - Formas de onda típicas do conversor em ponte completa em modo de condução contínuo
 Onda (1) - corrente na chave S_4 ; Onda (2) - tensão na chave S_4 ; Onda (3) - corrente no diodo D_2 do retificador de saída; Onda (4) - tensão no diodo D_2 do retificador de saída; Onda (5) - corrente no indutor do filtro de saída; Onda (6) - tensão no indutor do filtro de saída.

Uma das grandes vantagens do conversor em ponte completa é que as chaves de potência devem bloquear no máximo a tensão de entrada V_{IN} e não tensões maiores que essa como ocorre no conversor *push-pull*. Como principais desvantagens, pode-se citar a quantidade de chaves e a maior complexidade do circuito de acionamento, já que apenas duas das chaves se

encontram no mesmo potencial (S_2 e S_4), estando as outras duas flutuando sobre o chaveamento. Além disso, fica claro que se uma das chaves entrar em condução em um momento em que outro par estiver conduzindo, a fonte de alimentação será colocada em curto circuito, o que pode danificar os componentes do circuito.

O conjunto das formas de onda esperadas no conversor em ponte completa pode ser visto na Figura 3.5. As ondas 1 e 2 apresentam a corrente e a tensão na chave S_4 . As ondas 3 e 4 apresentam a corrente e a tensão no diodo D_2 do retificador de saída. As ondas 5 e 6 apresentam a corrente e a tensão no indutor do filtro de saída. A corrente crescente (inclinada) que circula pela chave é reflexo do *ripple* da corrente no indutor de saída. Essas ondas consideram que o conversor está operando no modo contínuo de condução.

3.3 Equacionamento do conversor em ponte completa

Como esse conversor é uma variação do conversor abaixador de tensão (*step down*), sua operação também pode ocorrer nos modos contínuo ou descontínuo.

3.3.1. MODO CONTÍNUO

Neste modo de operação sempre existe corrente circulando pelo indutor do filtro de saída. Considera-se que o mesmo esteja em regime, ou seja, que a tensão média sobre ele deve ser igual a zero. Admite-se também que a tensão no capacitor C_1 é igual a zero e que os componentes são ideais. A Figura 3.5(6) mostra a forma de onda de tensão sobre o indutor. A soma das áreas acima e abaixo do eixo horizontal deve ser igual a zero ou, equivalentemente:

$$(V_{IN} \cdot N - V_{OUT}) \cdot t = V_{OUT} \cdot (T - t) \quad (3.2)$$

$$V_{IN} \cdot N \cdot t - V_{OUT} \cdot t = V_{OUT} \cdot T - V_{OUT} \cdot t \quad (3.3)$$

$$V_{OUT} \cdot T = V_{IN} \cdot N \cdot t \quad (3.4)$$

$$V_{OUT} = V_{IN} \cdot N \cdot \frac{t}{T} \quad (3.5)$$

Escrevendo (3.5) em termos do ciclo de trabalho, tem-se

$$V_{OUT} = V_{IN} \cdot N \cdot \delta \quad (3.6)$$

onde δ é o ciclo de trabalho das chaves.

Pode-se ver que o conversor em ponte completa, operando em modo contínuo, possui uma relação linear entre o ciclo de trabalho do acionamento e a tensão de saída, assim como o conversor *step down*, e essa deve ser a região de operação preferencial do mesmo.

3.3.2. MODO DESCONTÍNUO

Neste modo de operação a corrente pelo indutor se anula em algum momento do ciclo de chaveamento. Suas formas de onda são mostradas na Figura 3.6. As ondas 1 e 2 apresentam a corrente e a tensão na chave S_4 . As ondas 3 e 4 apresentam a corrente e a tensão no diodo D_2 do retificador de saída. As ondas 5 e 6 apresentam a corrente e a tensão no indutor do filtro de saída.

A corrente máxima que circula pelo indutor pode ser definida como $I_{Lmax} = \frac{(V_{IN} \cdot N - V_{OUT}) \cdot t}{L}$ e a corrente média de entrada como $\bar{I}_{IN} = \frac{N \cdot I_{Lmax} \cdot \delta}{2}$. Pode-se concluir que $\bar{I}_{IN} = \frac{(V_{IN} \cdot N - V_{OUT}) \cdot t \cdot N \cdot \delta}{2 \cdot L}$. Considerando o circuito ideal, ou seja, a potência de saída igual à de entrada, pode-se assumir que:

$$V_{OUT} \cdot I_{OUT} = V_{IN} \cdot \bar{I}_{IN} \quad (3.7)$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{N \cdot \left(\frac{V_{IN} \cdot N - V_{OUT}}{2L} \right)}{I_{OUT}} \cdot \delta \cdot T \quad (3.8)$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN} \cdot N} = \frac{(V_{IN} \cdot N - V_{OUT}) \cdot T \cdot \delta^2}{2 \cdot L \cdot I_{OUT}} \quad (3.9)$$

$$V_{OUT} \cdot 2 \cdot L \cdot I_{OUT} = V_{IN} \cdot N \cdot T \cdot \delta^2 \cdot V_{IN} \cdot N - V_{IN} \cdot N \cdot V_{OUT} \cdot T \cdot \delta^2 \quad (3.10)$$

$$V_{OUT} \cdot 2 \cdot L \cdot I_{OUT} + V_{IN} \cdot N \cdot V_{OUT} \cdot T \cdot \delta^2 = V_{IN} \cdot N \cdot T \cdot \delta^2 \cdot V_{IN} \cdot N \quad (3.11)$$

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}^2 \cdot N^2 \cdot T \cdot \delta^2}{2 \cdot L \cdot I_{OUT} + V_{IN} \cdot N \cdot T \cdot \delta^2} \quad (3.12)$$

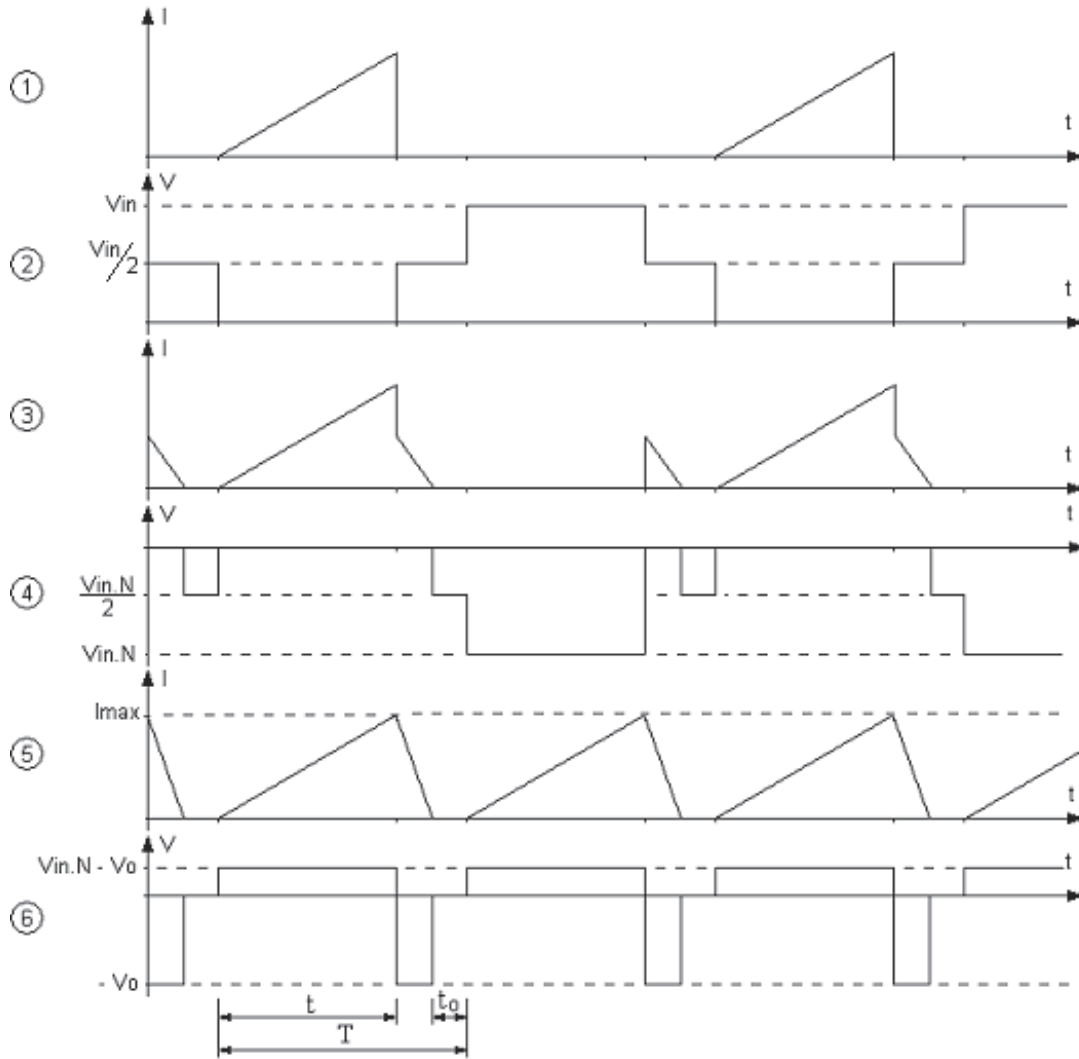


Figura 3.6 - Formas de onda do conversor em ponte completa no modo descontínuo de condução
 Onda (1) - corrente na chave S_4 ; Onda (2) - tensão na chave S_4 ; Onda (3) - corrente no diodo D_2
 do retificador de saída; Onda (4) - tensão no diodo D_2 do retificador de saída; Onda (5) -
 corrente no indutor do filtro de saída; Onda (6) - tensão no indutor do filtro de saída.

Ao analisar-se (3.12), considerando a carga invariante no tempo, vê-se que na condução descontínua o conversor em ponte completa possui uma “relação de transformação” que varia em função do ciclo de trabalho e da tensão de entrada, mas de forma não linear. Assim, conclui-se que é fortemente recomendável operar esse conversor em modo de condução contínuo, já que nessa situação o controle da tensão de saída pode ser feito de uma forma bem mais simples.

3.4 Definição do filtro de saída

O indutor do filtro de saída deve ser dimensionado de forma a manter a corrente de saída o mais constante possível, visando diminuir o *ripple* de corrente. Para os cálculos do valor da indutância do indutor do filtro de saída, duas condições devem ser levadas em consideração. É recomendável que o indutor consiga manter o circuito em condução contínua com 10% da corrente nominal (o que leva a uma grande estabilidade no controle do conversor) e que permita um *ripple* de corrente de no máximo 30% da corrente nominal [13 e 14].

O valor da indutância da indutância do indutor para garantir a condução contínua pode ser calculado considerando a condição limite entre a condução contínua e descontínua, o que resulta na expressão apresentada em (3.13) enquanto o valor para garantir um valor de *ripple* de corrente baixo (30% da corrente nominal) pode ser calculado através de (3.14). O valor final do indutor deverá ser, no mínimo, igual ao maior valor entre os dois encontrados.

$$L_{\min 1} = \frac{V_{IN} \cdot N \cdot (1 - \delta) \cdot \delta \cdot T}{2 \cdot I_{0\min}} = \frac{V_{IN} \cdot N \cdot (1 - \delta) \cdot \delta \cdot T}{0,2 \cdot I_0} \quad (3.13)$$

$$L_{\min 2} = \frac{(V_{IN} \cdot N - V_{OUT}) \cdot \delta \cdot T}{\Delta I_0} = \frac{(V_{IN} \cdot N - V_{OUT}) \cdot \delta \cdot T}{0,3 \cdot I_0} \quad (3.14)$$

Na seleção do indutor de filtro deve-se considerar que quanto maior o *ripple* de corrente, maior será a dissipação de calor no núcleo magnético do componente. Nessa linha de raciocínio, poder-se-ia interpretar que quanto maior o valor da indutância do indutor, melhor seria o desempenho do circuito projetado. Todavia, indutores de valores altos ocupam grandes espaços físicos e armazenam muita energia. No caso de uma interrupção abrupta do consumo de energia pela carga, a energia armazenada no indutor poderia ser descarregada integralmente no capacitor de saída, o que poderia levar a um aumento da tensão de saída do conversor com possibilidade de danificar o circuito.

O valor da capacitância do capacitor do filtro de saída pode ser calculado com base no máximo valor do *ripple* de tensão admissível na saída do conversor. O valor do capacitor de saída pode ser calculado por (3.15), onde f representa a frequência de chaveamento do circuito [22]. Para evitar que a corrente armazenada no indutor cause uma sobretensão na saída, o

capacitor tem que ter o valor mínimo de capacitância maior que o apontado por (3.16), onde V_s representa o maior valor de tensão aceitável na saída do conversor. Dessa forma, o valor da capacitância do capacitor de filtro deve ser o maior entre os obtidos utilizando-se (3.15) e (3.16).

$$C = \frac{\Delta I_0}{8 \cdot f \cdot V_{OUT}} \quad (3.15)$$

$$C = \frac{L \cdot I_0^2}{V_s - V_{OUT}} \quad (3.16)$$

Além disso, outro fator importante na seleção do capacitor de saída é a sua resistência série (ESR). A resistência série do capacitor tem efeito direto sobre o *ripple* da tensão de saída, já que representa uma impedância na saída do componente. Além disso, ela influencia na durabilidade do capacitor, já que atuará diretamente na dissipação de calor do mesmo. O valor máximo de resistência série aceitável é definido por (3.17) [15]. Caso o capacitor selecionado não atenda a esse requisito, uma solução simples é associar vários capacitores em paralelo até obter-se o valor desejado.

$$ESR_{\max} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_0} \quad (3.17)$$

Capítulo 4

Conversor em ponte elevador de tensão

4.1 Conceitos básicos

O transformador utilizado em conversores CC/CC elevadores de tensão possui relação de espiras de 1:N, onde N é um valor maior do que 1. Normalmente, o circuito mostrado na Figura 4.1 é utilizado para representar o modelo equivalente de um transformador que opera em baixas frequências [27], onde tem-se a indutância de dispersão do primário (L_p), as perdas no enrolamento primário (R_p), a indutância de magnetização (L_m), as perdas no núcleo (R_f), a indutância de dispersão do secundário (L_s) e as perdas no enrolamento secundário (R_s). O modelo considera todas as impedâncias refletidas no enrolamento primário. Se as perdas forem desprezadas, o modelo passa a ser igual ao mostrado na Figura 4.2.

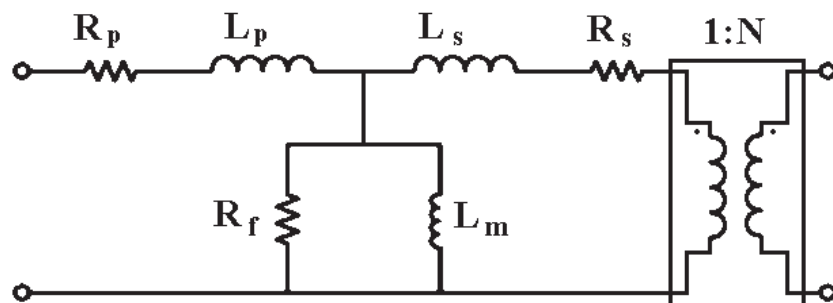


Figura 4.1–Modelo equivalente de um transformador para baixas frequências

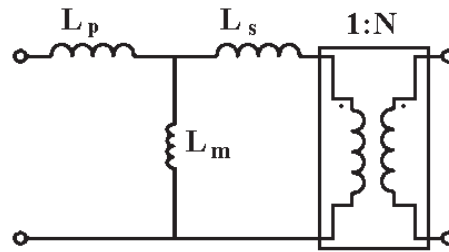


Figura 4.2–Modelo equivalente de um transformador sem perdas para baixas frequências

A resposta em frequência desse tipo de circuito equivalente, considerando-se a saída em aberto, é apresentada na Figura 4.3, onde pode-se ver que a impedância do transformador cresce com o aumento da frequência devido ao seu modelo totalmente indutivo. Considerando-se que esse transformador é utilizado em um circuito chaveado, pode-se esperar que uma forma de onda quadrada seja aplicada sobre o mesmo. Admitindo-se que o transformador seja excitado por uma tensão quadrada com ciclo de trabalho de 50%, o espectro de frequências da tensão aplicada é semelhante ao mostrado na Figura 4.4. Nessa figura, os valores da tensão são padronizados, sendo 100% equivalente ao valor máximo da entrada. Nesse gráfico optou-se por representar o espectro da tensão como um espectro contínuo, não dividido em raias, apenas para ilustrar a distribuição dos valores com o crescimento da frequência.

Quando a tensão quadrada (que tem a queda de seus harmônicos com inclinação de 20dB/década) for aplicada ao transformador, as harmônicas de corrente resultantes terão uma queda com inclinação de 40dB/década, devido à impedância crescente do transformador com o aumento da frequência, assim como mostrado na Figura 4.5.

Se uma carga for colocada no enrolamento secundário do transformador, ela é refletida para o primário, alterando a impedância vista pela fonte de tensão, conforme a Figura 4.6. Nessa figura, pode-se definir três regiões. Na região inicial, a frequência de operação é muito baixa e a maior parte da corrente circulará pela indutância de magnetização. Na parte central da curva (seta), a impedância total do circuito é praticamente igual à impedância da carga e a maior parte da corrente de entrada será entregue à carga. Já na região final, onde a frequência é muito alta, a corrente pelo transformador será limitada pelas indutâncias de dispersão.

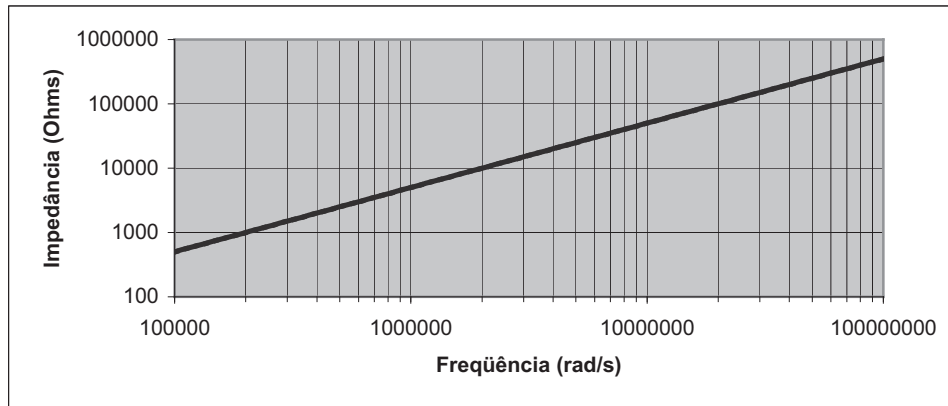


Figura 4.3- Curva de resposta em freqüência do transformador em aberto

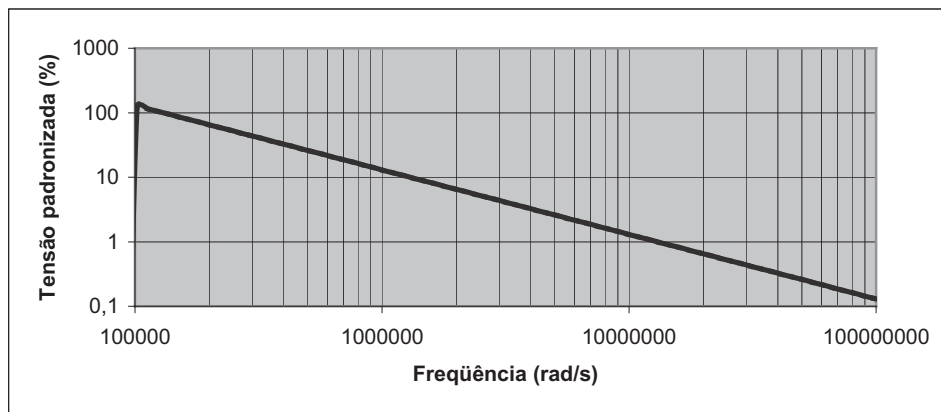


Figura 4.4- Espectro de freqüência da tensão de entrada

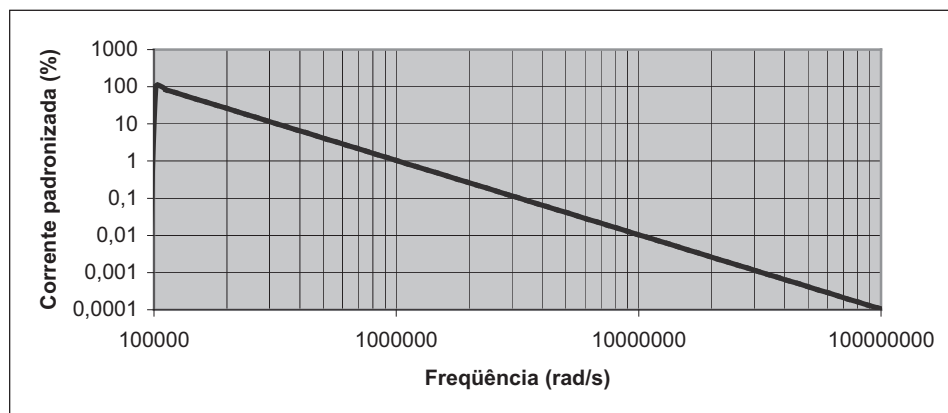


Figura 4.5- Espectro de freqüência da corrente pelo transformador

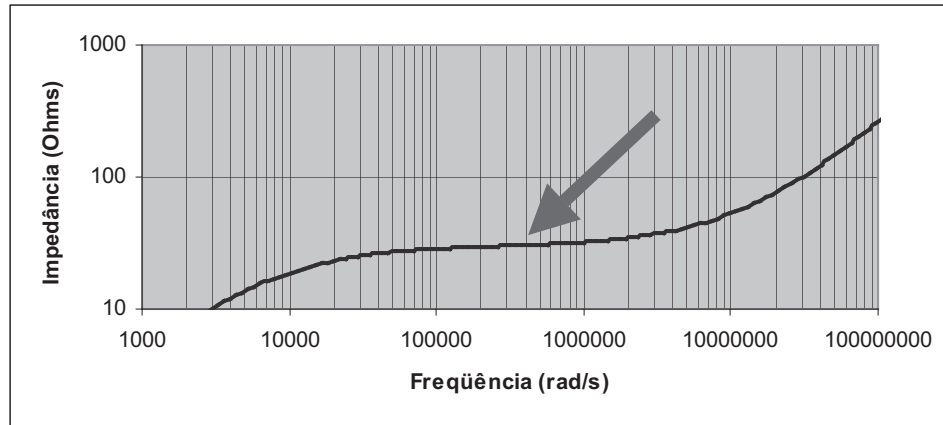


Figura 4.6- Curva de resposta em frequência do transformador com carga

Considerando-se que seja aplicada uma tensão quadrada com o espectro da Figura 4.4 sobre o transformador com carga, o perfil da corrente obtido será o apresentado na Figura 4.7. Nesta figura pode-se ver que a corrente apresenta o mesmo decaimento da tensão (20dB/década) enquanto a frequência se encontra na região onde a curva do transformador é plana, passando para 40dB/década quando a indutância de dispersão passa a ser dominante. Assim, vê-se que esse tipo de modelo prevê que as componentes espectrais de corrente de ordens superiores serão atenuadas pelo transformador, enquanto as componentes espectrais de ordens mais baixas serão entregues à carga.

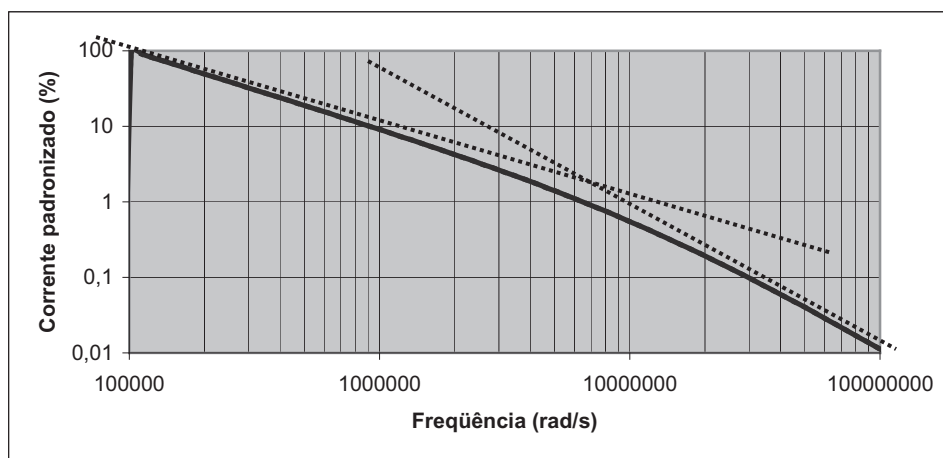


Figura 4. 7- Espectro de frequência da corrente pelo transformador com carga

4.2 Capacitância parasita dos elementos magnéticos

Os transformadores elevadores possuem um grande número de espiras no seu secundário, o que acrescenta uma capacitância parasita considerável ao circuito e que deve aparecer no circuito equivalente [16], conforme mostrado na Figura 4.8. Vale observar que essa capacitância aparece como um parâmetro distribuído no transformador, mas representa-se a mesma concentrada em um único capacitor para simplificação do modelo [21].

A curva de resposta em frequência do transformador com capacitância parasita no modelo equivalente tem a forma mostrada na Figura 4.9. Nela pode-se observar três regiões distintas, as quais aparecem destacadas na Figura 4.10. Na primeira, para baixas frequências, domina a característica indutiva do componente, definida pela soma da indutância de magnetização com a indutância de dispersão ($L_m + L_d$). Na região intermediária, prevalece o efeito capacitivo (C_p). Na terceira região o comportamento volta a ser indutivo, mas agora definido apenas pela indutância de dispersão (L_d). Como o conversor CC/CC em ponte completa utiliza sinais chaveados, grande parte das componentes espectrais do sinal de entrada estará situada na segunda região da curva.

Considerando-se que seja aplicada uma tensão quadrada com o espectro da Figura 4.4 sobre esse transformador, o espectro de frequência da corrente será igual ao mostrado na Figura 4.11, onde se pode ver que o transformador “amplifica” as componentes espectrais de corrente de alta frequência, principalmente na região apontada pela seta, que é a região da ressonância série entre a capacitância parasita e a indutância de dispersão do modelo equivalente do transformador elevador. Esse efeito é bem diferente do observado na Figura 4.5, quando a mesma forma de onda de tensão é aplicada a um transformador com modelo totalmente indutivo e as componentes são cada vez mais atenuadas em função do aumento da frequência.

Se uma carga for colocada na saída do transformador elevador, a impedância vista nos terminais do enrolamento primário será igual à mostrada Figura 4.12. A região plana no meio da figura representa a região onde o comportamento da impedância é definida pela carga do secundário. Uma região de baixa impedância decorrente da ressonância dos elementos parasitas do transformador (que é indicada pela seta) ainda existe, o que ocasiona a “amplificação” de

todas as componentes espectrais de corrente que estão nessa região. Essa “amplificação” das componentes espectrais de corrente pode ser vista no domínio do tempo como picos de chaveamento que ocorrem no início de cada ciclo de condução, assim como mostrado na Figura 4.13.

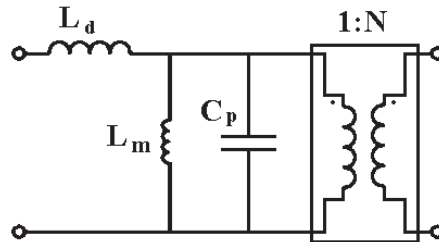


Figura 4.8- Modelo equivalente do transformador elevador de tensão

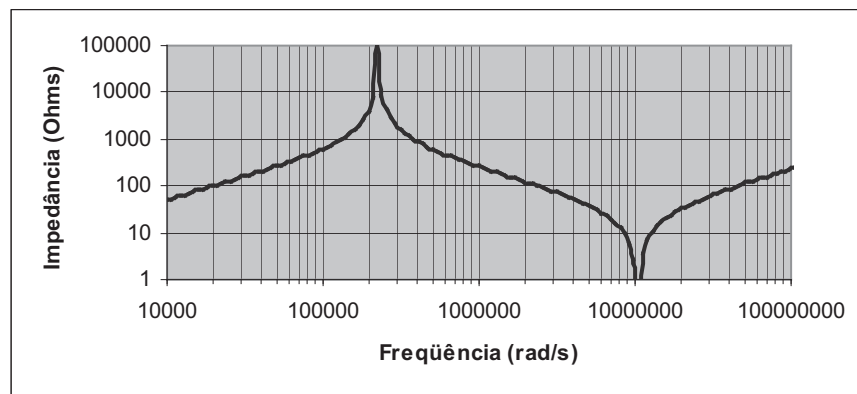


Figura 4.9- Curva de resposta em frequência do transformador elevador sem carga

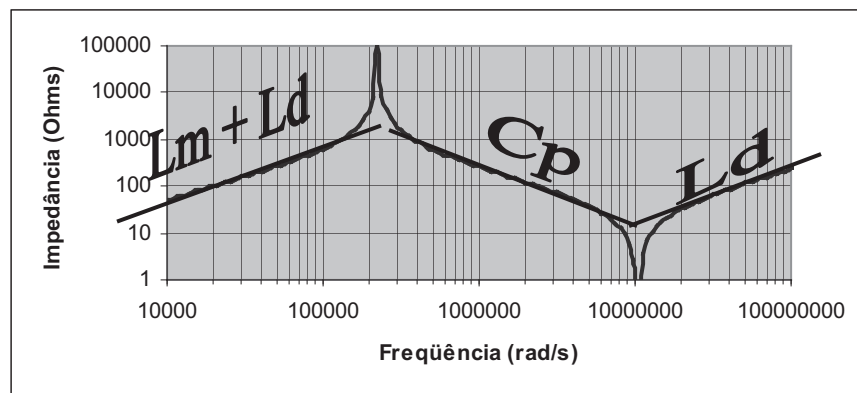


Figura 4.10- Diferentes comportamentos da resposta do transformador

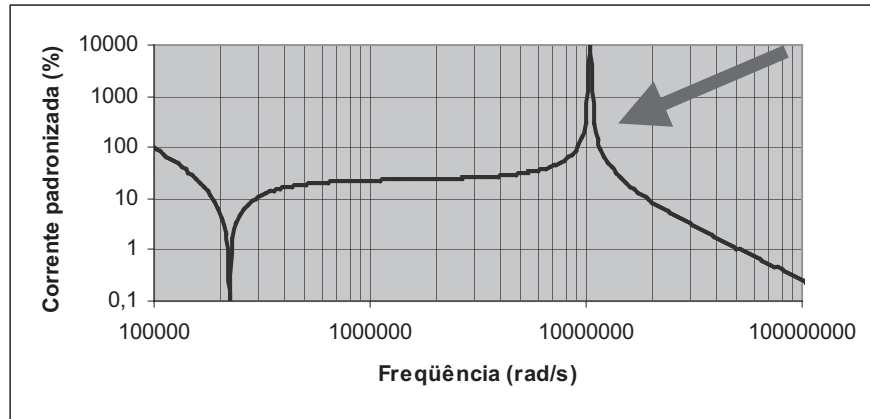


Figura 4.11- Espectro de frequência da corrente pelo transformador elevador

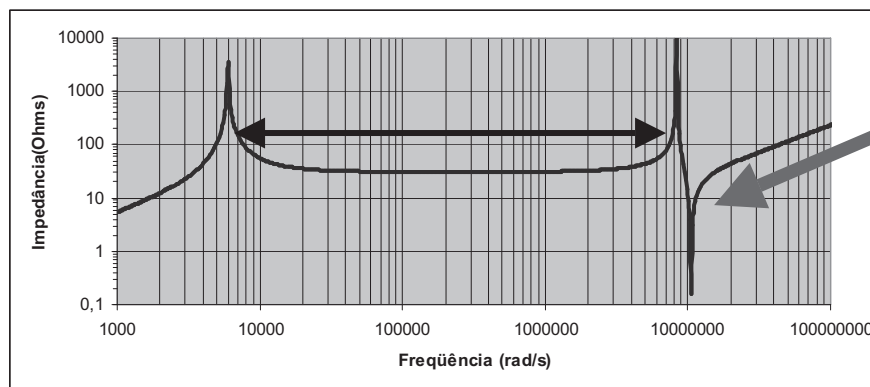


Figura 4.12- Curva de resposta do transformador elevador com carga

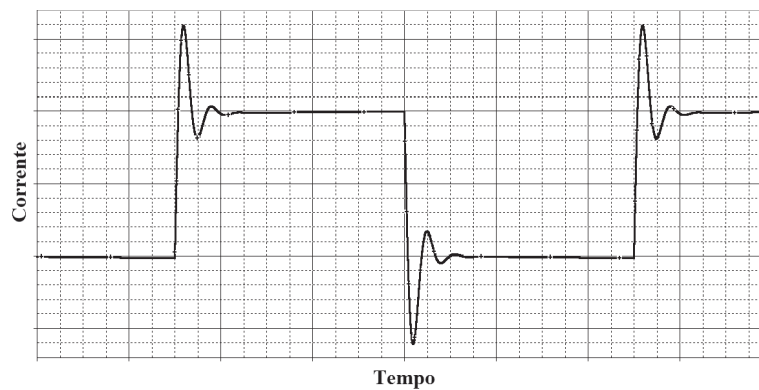


Figura 4.13- Corrente no primário do transformador elevador

As perdas no núcleo de um transformador são proporcionais à frequência de operação e à tensão aplicada à sua entrada. Já as perdas nos enrolamentos estão relacionadas ao valores

eficazes e composições espectrais das correntes. Com isso, os picos de corrente devido às capacitâncias parasitas do transformador são indesejáveis, já que aumentam as perdas do mesmo. Esses picos de corrente também aumentam as perdas de condução observadas nas chaves do conversor. Na análise do circuito considera-se que o transformador opera na região linear, nunca atingindo a região de saturação.

Além do transformador, o indutor do filtro de saída do conversor de alta tensão também possui uma capacitância parasita que pode ser relevante para o desempenho do circuito [21]. O modelo equivalente do indutor do filtro de saída é mostrado na Figura 4.14, enquanto sua curva de resposta em frequência é apresentada na Figura 4.15. O circuito equivalente do conversor em ponte completa elevador de tensão, considerando os efeitos parasitas, é apresentado na Figura 4.16.

Tanto a capacitância parasita do transformador quanto a capacitância parasita do indutor de saída são altamente indesejáveis quando se trabalha em regime chaveado. O uso de uma técnica que suavize os picos de corrente causados por essas capacitâncias pode ser aplicada ao conversor para melhorar seu desempenho, mantendo a característica de controle por modulação de largura de pulsos.

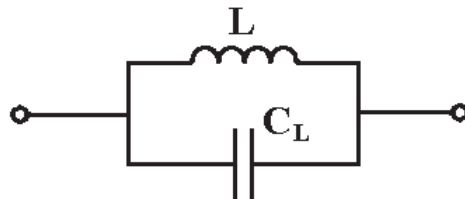


Figura 4.14- Modelo equivalente do indutor de filtro

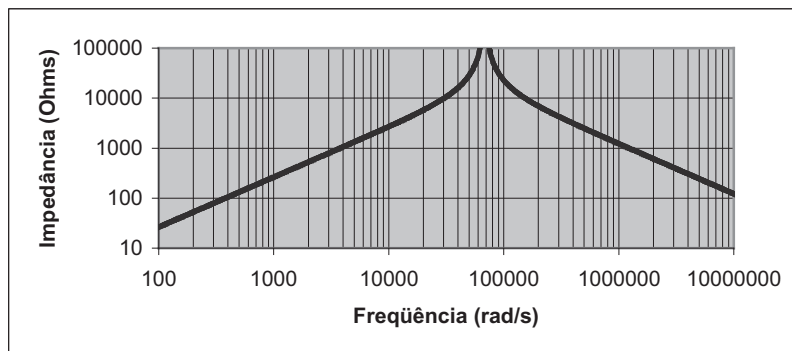


Figura 4.15 - Curva de resposta do indutor de filtro

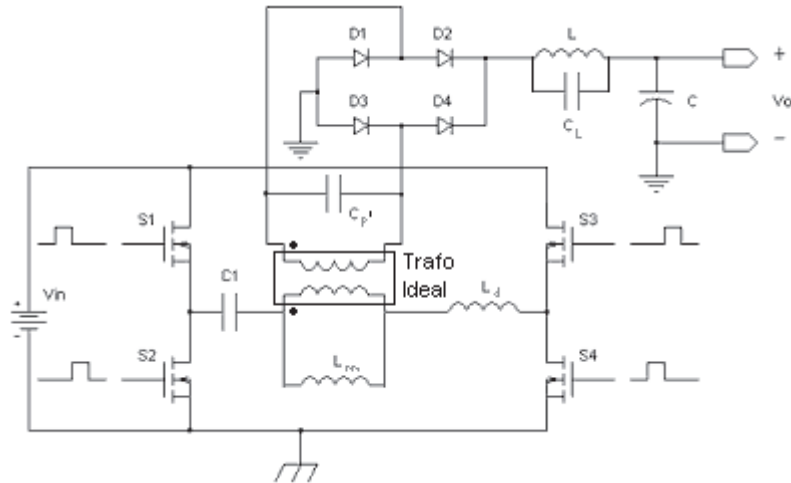


Figura 4.16 - Circuito equivalente do conversor em ponte completa

4.3 Conversor em ponte completa elevador de tensão

Como na topologia original do conversor em ponte completa existe a comutação da fonte primária de energia V_{in} diretamente sobre o transformador, a idéia é inserir um elemento em série com esse transformador, o qual deve amortecer a corrente inicial. O elemento passivo apropriado para essa função é o indutor, já que o mesmo possui a característica de retardar o crescimento da corrente. O circuito selecionado para o conversor é apresentado na Figura 4.17, onde o indutor L_2 é o elemento que amortece a corrente do circuito.

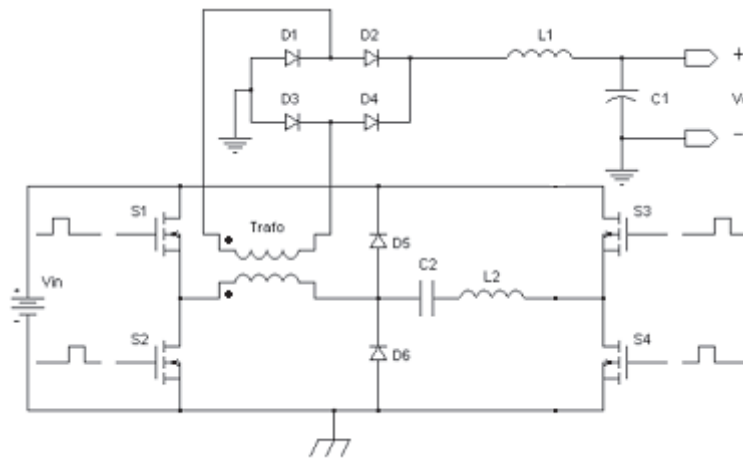


Figura 4.17 - Circuito selecionado para o conversor em ponte completa elevador de tensão

4.3.1. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O funcionamento desse circuito ocorre com o acionamento de um par de chaves a cada semiciclo (S_1 e S_4 ou S_3 e S_2). Supondo que inicialmente S_1 e S_4 sejam acionadas, uma corrente proveniente da fonte V_{in} passará por S_1 , seguindo pelo primário do transformador, pelo capacitor C_1 , por L_2 e por S_4 , conforme mostrado na Figura 4.18. Como a corrente tem que passar por L_2 , esse indutor diminui a taxa de crescimento da mesma e limita o valor de pico da corrente de entrada.

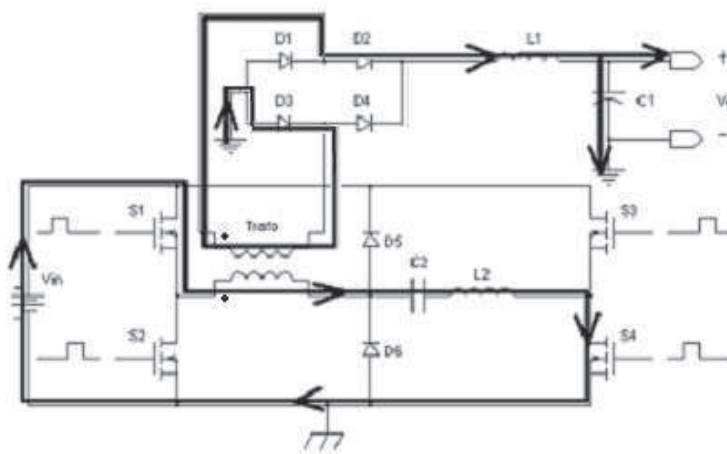


Figura 4.18 - Circulação de corrente com S_1 e S_4 fechadas

Quando as chaves abrem, a energia armazenada no indutor L_2 deve ser descarregada. Para isso foi inserido o diodo D_6 , que cria um caminho para a circulação de corrente junto com o diodo intrínseco da chave S_3 , devolvendo a energia para a fonte V_{in} , conforme mostrado na Figura 4.19.

De forma análoga, após o semiciclo de condução das chaves S_3 e S_2 , o diodo D_5 e o diodo intrínseco da chave S_4 conduzem a descarga da energia armazenada no indutor de amortecimento para fonte. As chaves S_1 e S_2 terão uma forma de onda de corrente um pouco diferente da observada em S_3 e S_4 , já que a devolução de energia para a fonte nunca utilizará os diodos intrínsecos de S_1 e S_2 .

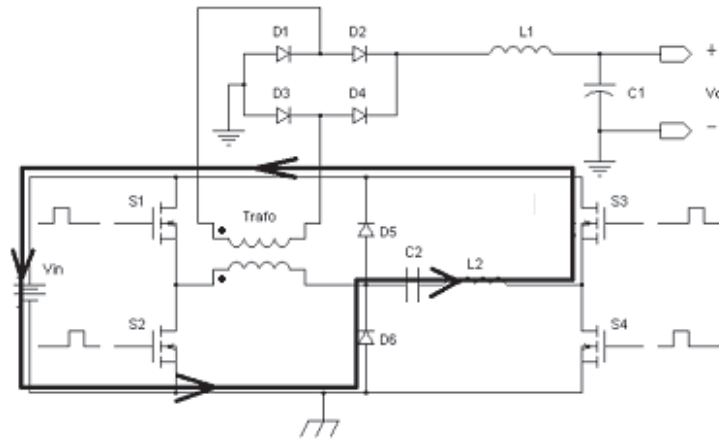


Figura 4. 19 - Devolução da energia de L2 para a fonte

4.3.2.PROJETO

4.3.2.1 Definição dos parâmetros do transformador e do indutor do filtro de saída

Uma forma de se obter os parâmetros do transformador é através do levantamento de sua curva característica. Essa curva pode ser conseguida através do uso de um medidor de impedâncias (*LCR Meter*), conectando-se o instrumento no primário do transformador e deixando-se o secundário em aberto, como apresentado na Figura 4.20.

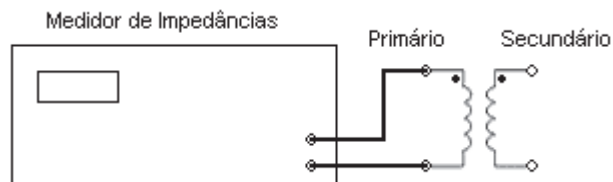


Figura 4.20 - Conexão para o levantamento da curva do Transformador

Com o uso do medidor de impedâncias mede-se os valores de impedância do transformador para vários valores de frequência, construindo-se uma tabela de valores. Ao construir-se um gráfico logarítmico dos valores dessa tabela, chega-se a uma curva semelhante à apresentada na Figura 4.9. Dessa curva, pode-se retirar os valores L_m , C_p e L_d . L_d pode ser encontrada utilizando-se a terceira parte da curva (de inclinação ascendente) e calculada por (4.1). C_p pode ser determinada pela segunda parte da curva (de inclinação descendente) e calculada escolhendo-se um ponto da curva e utilizando-se (4.2). Para uma maior precisão,

pode-se fazer a média das capacitâncias calculadas em vários pontos. Já $L_m + L_d$ pode ser definida utilizando-se a primeira parte da curva (de inclinação ascendente) e pode ser calculada por (4.1). Alternativamente, L_d pode ser determinada através da curva de impedância da entrada do transformador com a saída em curto circuito. Para os cálculos dos elementos equivalentes do transformador deve-se tomar valores de ΔZ e $\Delta \omega$ de regiões retilíneas da curva, os quais levarão à obtenção de valores mais precisos.

$$L = \frac{\Delta Z}{\Delta \omega} \quad (4.1)$$

$$C = \frac{1}{Z \cdot \omega} \quad (4.2)$$

O levantamento feito utilizando-se o medidor de impedâncias normalmente usa baixos sinais e, portanto, está desprezando efeitos do transformador que podem surgir com potências mais elevadas. Um outro método para se obter os valores das indutâncias do transformador para valores maiores de corrente e tensão é através da aplicação de um degrau de tensão no dispositivo, utilizando-se o circuito mostrado na Figura 4.21. Quando a chave fecha, a tensão da fonte é aplicada ao transformador e uma corrente começará a circular pelo circuito. Enquanto o transformador estiver fora da saturação, a corrente crescerá linearmente com o tempo até quando a chave abrir, o que fará com que a energia armazenada no núcleo seja descarregada no resistor, através do diodo. A forma de onda de corrente resultante dessa operação é mostrada na Figura 4.22. Tomando-se a parte crescente da corrente fora da região do transitório pode-se medir os valores de ΔI e Δt . Utilizando-se (4.3) e considerando a tensão constante, pode-se calcular o valor da indutância. Esse processo deverá ser realizado duas vezes. Na primeira, com o secundário do transformador em aberto encontra-se o valor de $L_m + L_d$. Na segunda, com o secundário do transformador em curto encontra-se o valor de L_d . Subtraindo-se o segundo valor obtido do primeiro, consegue-se o valor de L_m . Vale lembrar que para qualquer um dos dois métodos, os valores das indutâncias obtidos são em relação ao primário.

O mesmo método utilizado para o cálculo dos elementos do circuito equivalente do transformador também serve para o levantamento das características do indutor do filtro de saída. A curva de impedância do indutor deve ser semelhante à apresentada na Figura 4.23, de

onde é possível retirar-se seus parâmetros. Nela, a primeira parte definirá o valor da indutância L e a segunda parte definirá o valor da capacitância parasita C_L , com o auxílio de (4.1) e (4.2), respectivamente.

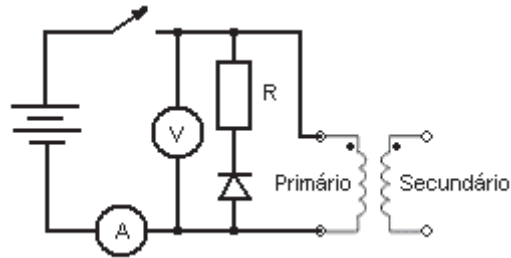


Figura 4.21 - Circuito para a definição dos valores das indutâncias

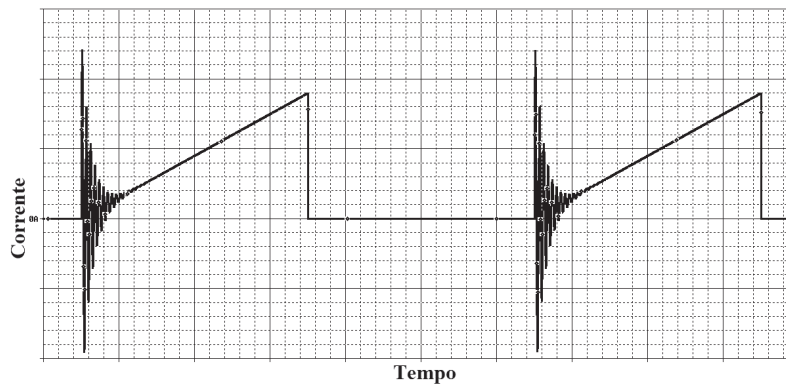


Figura 4.22 - Formas de onda para o levantamento do valor das indutâncias

$$L = \frac{V \cdot \Delta t}{\Delta I} \quad (4.3)$$

4.3.2.2 Definição do indutor de amortecimento

O circuito do conversor em ponte completa elevador de tensão incluindo o seus elementos parasitas é apresentado na Figura 4.24. Para facilitar a análise desse circuito, algumas simplificações podem ser feitas, o que resulta no circuito da Figura 4.25. As chaves e diodos são considerados ideais. O capacitor de desacoplamento C_1 pode ser substituído por um curto já que ele é de grande valor, apresentando baixa impedância à passagem da corrente. O indutor do filtro de saída L será substituído por uma fonte de corrente de valor I_0 já que o mesmo tenderá a

manter a corrente de saída em um valor praticamente constante, assim como o capacitor do filtro de saída C será substituído por uma fonte de tensão CC de valor V_0 .

Aa capacitância parasita do indutor de saída C_L tem um terminal conectado a uma fonte de tensão CC que, por sua vez, está referenciada ao terra, o que faz com que esse terminal do capacitor possa ser desconectado da fonte e ligado diretamente ao terra. Como os diodos são ideais, o capacitor C_L sempre estará conectado ao capacitor C_p' durante as transições. Assim, esses dois capacitores podem ser somados, resultando no capacitor equivalente C_{eq}' , como descrito em (4.4).

$$C'_{eq} = C_L + C'_p \quad (4.4)$$

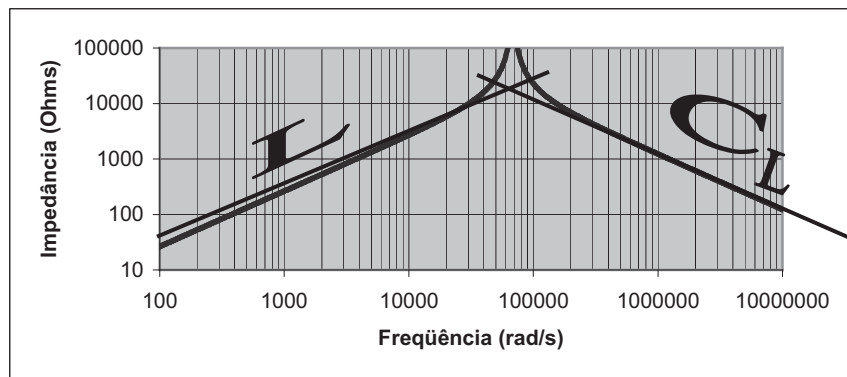


Figura 4.23 - Levantamento do modelo do indutor de filtro de saída

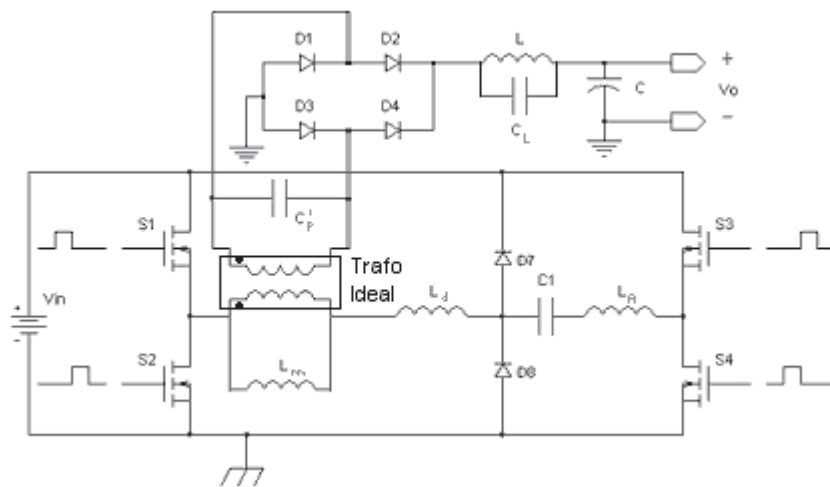


Figura 4.24 - Circuito equivalente do conversor com amortecimento

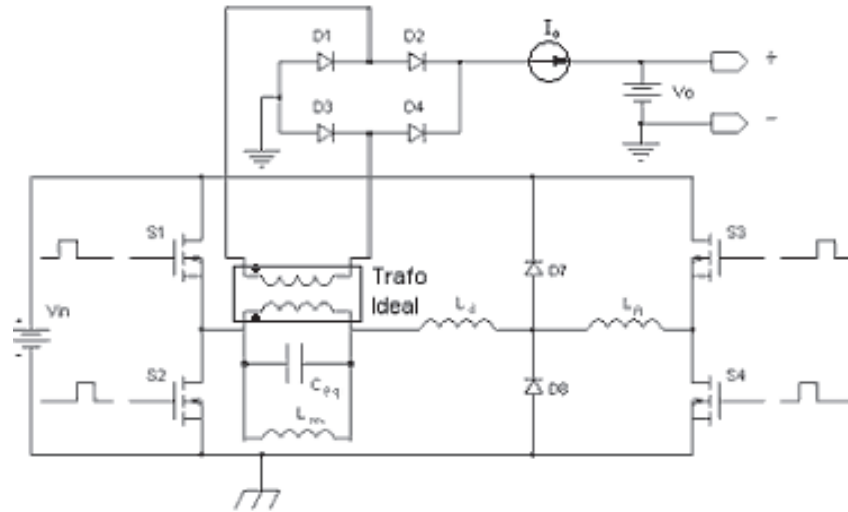


Figura 4.25 - Circuito do conversor simplificado

Esse capacitor equivalente pode ser refletido para o primário do transformador, multiplicando-se o mesmo pela relação de transformação ao quadrado, isto é,

$$C_{eq} = n^2 \cdot C'_{eq} = n^2 \cdot C_L + n^2 \cdot C'_P \tag{4.5}$$

sendo que

$$C_P = n^2 \cdot C'_P \tag{4.6}$$

O valor da capacitância equivalente das somas das capacitâncias parasitas do transformador e do indutor do filtro de saída é

$$C_{eq} = n^2 \cdot C_L + C_P \tag{4.7}$$

A análise do circuito é feita em várias etapas para facilitar o entendimento do funcionamento do mesmo e seu equacionamento. Considera-se que no instante inicial as chaves estão abertas e que não existe corrente circulando pelo primário do transformador nem pelo indutor de amortecimento. A corrente I_0 circula pelos diodos do retificador de saída, fazendo com que também não exista tensão presente no secundário do transformador, conforme mostrado na Figura 4.26.

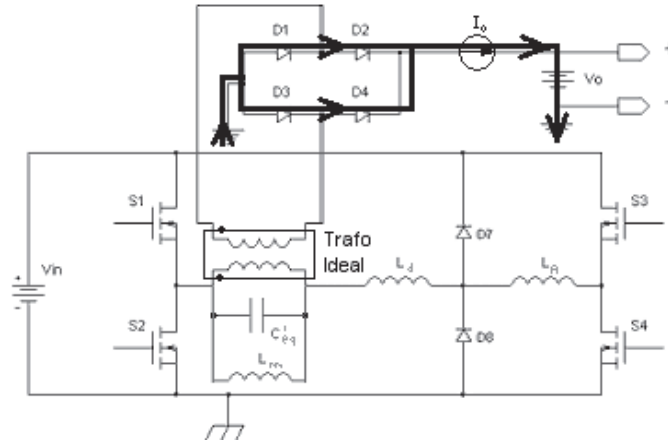


Figura 4.26 - Condição inicial do circuito

4.3.2.2.1 Primeira etapa

As chaves S_1 e S_4 são acionadas. A corrente da fonte V_{in} flui por S_1 , pelo primário do transformador, por L_A e por S_4 , retornando à fonte. Como o transformador é ideal, qualquer corrente que passa pelo seu primário é refletida para o secundário, que passa a fornecer parte da corrente I_o que circula pelos diodos do retificador, aumentando a corrente por D_2 e D_3 . A Figura 4.27 ilustra essa etapa e apresenta o circuito equivalente. Essa etapa ocorre até quando a corrente de entrada do transformador for suficiente para assumir toda a corrente de saída, ou seja,

$$I_S = n \cdot I_o \quad (4.8)$$

Equacionando a malha de entrada, tem-se:

$$i_{in} = i_{Leq} = \frac{V_{in} \cdot t}{L_A + L_d} \quad (4.9)$$

o que mostra que a corrente nessa etapa é uma rampa, tem duração definida por (4.10).

$$\Delta t_0 = \frac{i_{Leq} \cdot (L_A + L_d)}{V_{in}} = \frac{I_S \cdot (L_A + L_d)}{V_{in}} \quad (4.10)$$

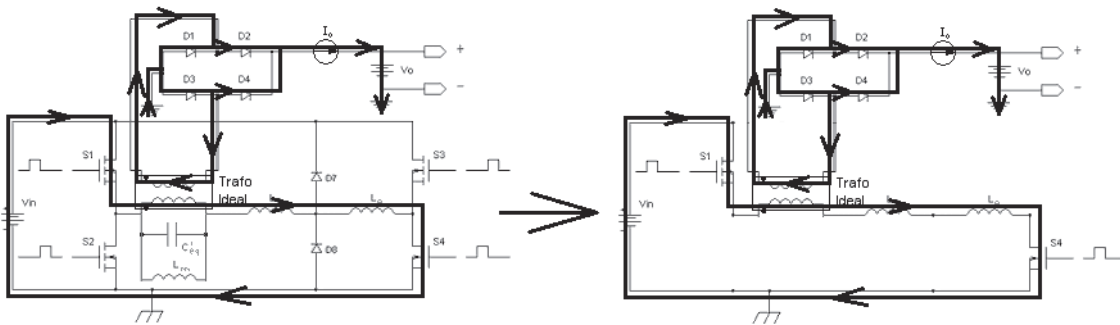


Figura 4.27 - Primeira etapa da condução

4.3.2.2.2 Segunda etapa

As chaves S₁ e S₄ continuam acionadas, mas a corrente já atingiu o valor I_s. Neste ponto, as tensões no transformador, tanto no primário quanto no secundário, começam a crescer assim como a capacitância parasita equivalente começa a ser carregada, o que faz com que o valor de corrente ultrapasse I_s. Apenas os diodos D₂ e D₃ conduzem. A Figura 4.28 ilustra essa etapa e apresenta o circuito equivalente.

O circuito da Figura 4.28 pode ser re-arranjado, resultando no circuito da Figura 4.29, onde L_{eq} é definido por (4.11).

$$L_{eq} = L_A + L_d \tag{4.11}$$

Equacionando-se a tensão na entrada do circuito tem-se:

$$v_{Leq} + v_{Ceq} = V_{in} \tag{4.12}$$

ou, alternativamente:

$$L_{eq} \frac{di_{Leq}}{dt} + v_{Ceq} = V_{in} \tag{4.13}$$

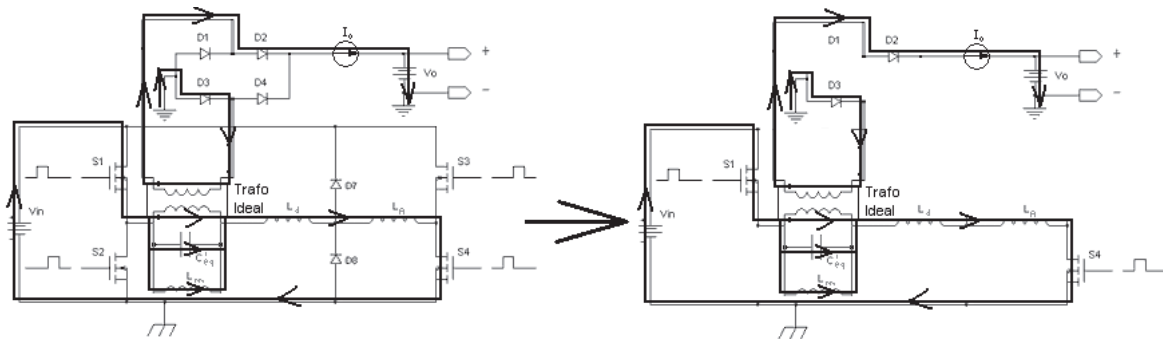


Figura 4.28 - Segunda etapa da condução

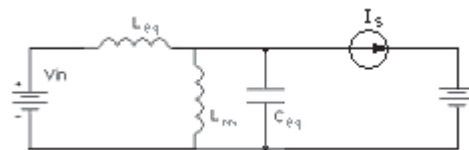


Figura 4.29 - Circuito equivalente da segunda etapa da condução

Equacionando-se as correntes no nó principal chega-se a

$$i_{Leq} = i_{Lm} + i_{Ceq} + I_s \tag{4.14}$$

Substituindo-se (4.14) em (4.13) tem-se

$$L_{eq} \frac{di_{Lm}}{dt} + L_{eq} \frac{di_{Ceq}}{dt} + L_{eq} \frac{dI_S}{dt} + v_{Ceq} = V_{in} \quad (4.15)$$

E sabendo-se que

$$v_{Ceq} = v_{Lm} = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \therefore \frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{v_{Ceq}}{L_m} \quad (4.16)$$

e que

$$i_{Ceq} = C_{eq} \frac{dv_{Ceq}}{dt} \quad (4.17)$$

pode-se substituir ambas em (4.15), obtendo-se

$$L_{eq} \frac{v_{Ceq}}{L_m} + L_{eq} \frac{d}{dt} \left(c_{eq} \frac{dv_{Ceq}}{dt} \right) + L_{eq} \frac{dI_S}{dt} + v_{Ceq} = V_{in} \quad (4.18)$$

que pode ser simplificada para

$$L_{eq} C_{eq} \frac{d^2 v_{Ceq}}{dt^2} + v_{Ceq} \left(\frac{L_{eq} + L_m}{L_m} \right) = V_{in} \quad (4.19)$$

A equação (4.19) é a equação diferencial que descreve a tensão do capacitor do circuito equivalente apresentado na Figura 4.29. Para solucionar-se essa equação diferencial, partimos de

$$v_{Ceq} = v_{Ceq} h + v_{Ceq} p \quad (4.20)$$

onde $v_C h$ é a solução homogênea e $v_C p$ é a solução particular. A equação característica do circuito é

$$L_{eq} C_{eq} \lambda^2 + \left(\frac{L_{eq} + L_m}{L_m} \right) = 0 \quad (4.21)$$

$$\lambda = \pm j \sqrt{\left(\frac{L_{eq} + L_m}{L_{eq} L_m C_{eq}} \right)} \quad (4.22)$$

$$v_{Ceq} h = A \cos \left(\sqrt{\left(\frac{L_{eq} + L_m}{L_{eq} L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) + B \sen \left(\sqrt{\left(\frac{L_{eq} + L_m}{L_{eq} L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) \quad (4.23)$$

$$v_{Ceq} p = K \quad (4.24)$$

Substituindo-se a equação (4.24) na equação (4.19), tem-se:

$$L_{eq} C_{eq} \frac{d^2 v_{Ceq} p}{dt^2} + v_{Ceq} p \frac{L_{eq} + L_m}{L_m} = L_{eq} C_{eq} \frac{d^2 K}{dt^2} + K \frac{L_{eq} + L_m}{L_m} = V_{in} \therefore K = V_{in} \frac{L_m}{L_{eq} + L_m} \quad (4.25)$$

$$v_{C_{eq}} p = V_{in} \frac{L_m}{L_{eq} + L_m} \quad (4.26)$$

e substituindo-se as equações (4.23) e (4.26) na equação (4.20), chega-se a

$$v_{C_{eq}} = A \cos \left(\sqrt{\left(\frac{L_{eq} + L_m}{L_{eq} L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) + B \operatorname{sen} \left(\sqrt{\left(\frac{L_{eq} + L_m}{L_{eq} L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) + V_{in} \frac{L_m}{L_{eq} + L_m} \quad (4.27)$$

Como a tensão inicial do capacitor é nula,

$$v_{C_{eq}}(0) = A \cos \left(\sqrt{\left(\frac{L_{eq} + L_m}{L_{eq} L_m C_{eq}} \right)} \cdot 0 \right) + B \operatorname{sen} \left(\sqrt{\left(\frac{L_{eq} + L_m}{L_{eq} L_m C_{eq}} \right)} \cdot 0 \right) + V_{in} \frac{L_m}{L_{eq} + L_m} \quad (4.28)$$

$$0 = A + V_{in} \frac{L_m}{L_{eq} + L_m} \therefore A = -V_{in} \frac{L_m}{L_{eq} + L_m} \quad (4.29)$$

e como a corrente inicial no capacitor é zero,

$$C_{eq} \frac{d}{dt} v_{C_{eq}}(0) = C_{eq} \left(-A \sqrt{\left(\frac{L_{eq} + L_m}{L_{eq} L_m C_{eq}} \right)} \operatorname{sen}(0) + B \sqrt{\left(\frac{L_{eq} + L_m}{L_{eq} L_m C_{eq}} \right)} \cos(0) \right) = 0 \therefore B = 0 \quad (4.30)$$

Logo, a equação da tensão no capacitor fica igual a

$$v_{C_{eq}} = V_{in} \frac{L_m}{L_{eq} + L_m} \left(1 - \cos \left(\sqrt{\left(\frac{L_{eq} + L_m}{L_{eq} L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) \right) \quad (4.31)$$

e a corrente pelo capacitor vale

$$i_{C_{eq}} = C_{eq} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} = V_{in} \frac{\sqrt{L_m C_{eq}}}{\sqrt{L_{eq}} \sqrt{L_{eq} + L_m}} \operatorname{sen} \left(\sqrt{\left(\frac{L_{eq} + L_m}{L_{eq} L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) \quad (4.32)$$

Considerando-se que $t=0$ seja o instante inicial da segunda etapa de condução. A corrente pelo indutor L_m é dada por

$$i_{L_m} = \frac{1}{L_m} \int v_{C_{eq}} dt = \frac{1}{L_m} \int V_{in} \frac{L_m}{L_{eq} + L_m} \left(1 - \cos \left(\sqrt{\left(\frac{L_{eq} + L_m}{L_{eq} L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) \right) dt \quad (4.33)$$

$$i_{L_m} = \frac{V_{in}}{L_{eq} + L_m} \left(t - \sqrt{\frac{L_{eq} L_m C_{eq}}{L_{eq} + L_m}} \operatorname{sen} \left(\sqrt{\left(\frac{L_{eq} + L_m}{L_{eq} L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) \right) + cte \quad (4.34)$$

Como a corrente inicial pelo indutor de magnetização é nula,

$$i_{L_m}(0) = 0 = cte \quad (4.35)$$

fazendo com que a equação da corrente pelo indutor seja

$$i_{L_m} = \frac{V_{in}}{L_{eq} + L_m} \left(t - \sqrt{\frac{L_{eq} L_m C_{eq}}{L_{eq} + L_m}} \operatorname{sen} \left(\sqrt{\left(\frac{L_{eq} + L_m}{L_{eq} L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) \right) \quad (4.36)$$

A corrente de entrada pode ser obtida substituindo-se (4.36) e (4.32) em (4.14), resultando em (4.37).

$$i_{L_{eq}} = \frac{V_{in}}{L_{eq} + L_m} \left(t + \frac{L_m}{L_{eq}} \sqrt{\frac{L_{eq} L_m C_{eq}}{L_{eq} + L_m}} \operatorname{sen} \left(\sqrt{\frac{L_{eq} + L_m}{L_{eq} L_m C_{eq}}} \cdot t \right) \right) + I_S \quad (4.37)$$

Essa etapa da operação ocorre até que a tensão sobre o transformador se iguale a V_{in} . Isso acontece quando

$$v_{C_{eq}} = V_{in} = V_{in} \frac{L_m}{L_{eq} + L_m} \left(1 - \cos \left(\sqrt{\frac{L_{eq} + L_m}{L_{eq} L_m C_{eq}}} \cdot \Delta t_1 \right) \right) \quad (4.38)$$

ou seja,

$$\frac{L_{eq}}{L_m} = -\cos \left(\sqrt{\frac{L_{eq} + L_m}{L_{eq} L_m C_{eq}}} \cdot \Delta t_1 \right) \therefore \Delta t_1 = \sqrt{\frac{L_{eq} L_m C_{eq}}{L_{eq} + L_m}} \arccos \left(-\frac{L_{eq}}{L_m} \right) \quad (4.39)$$

4.3.2.2.3 Terceira etapa

As chaves S_1 e S_4 continuam acionadas, mas a capacitância parasita equivalente atingiu o valor V_{in} e o pico de corrente foi alcançado. Neste ponto, a corrente do indutor de amortecimento passa a circular pelo diodo D_6 e pela chave S_4 . No retificador de saída, apenas os diodos D_2 e D_3 conduzem. A Figura 4.30 ilustra essa etapa e apresenta o circuito equivalente. Como o indutor L_A fica em uma malha com tensão igual a zero, ele pode ser retirado da representação, resultando no circuito da Figura 4.31, sendo que, como o circuito foi considerado ideal, sua corrente ficará igual ao valor que possuía no final da segunda etapa de condução.

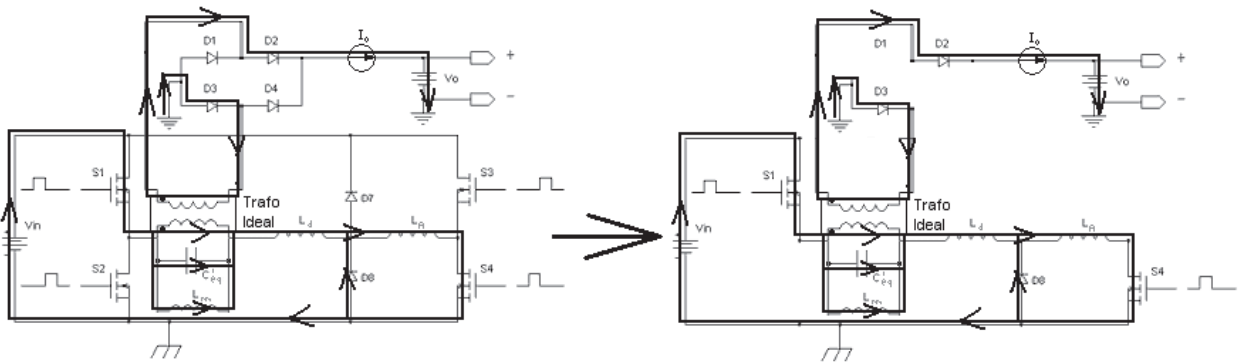


Figura 4.30 - Terceira etapa da condução

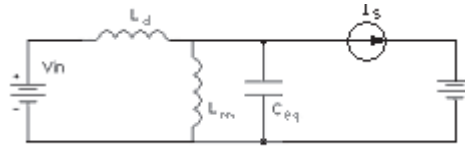


Figura 4.31 - Circuito equivalente da terceira etapa da condução

Equacionando-se a tensão na entrada do circuito tem-se:

$$v_{L_d} + v_{C_{eq}} = V_{in} \quad (4.40)$$

ou, alternativamente,

$$L_d \frac{di_{L_d}}{dt} + v_{C_{eq}} = V_{in} \quad (4.41)$$

Equacionando as correntes no nó principal chega-se a

$$i_{L_d} = i_{L_m} + i_{C_{eq}} + I_s \quad (4.42)$$

e substituindo-se (4.42) em (4.41) tem-se:

$$L_d \frac{di_{L_m}}{dt} + L_d \frac{di_{C_{eq}}}{dt} + L_d \frac{dI_s}{dt} + v_{C_{eq}} = V_{in} \quad (4.43)$$

Agora, substituindo-se (4.16) e (4.17) em (4.43), obtendo-se

$$L_d \frac{v_{C_{eq}}}{L_m} + L_d \frac{d}{dt} \left(c_{eq} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} \right) + L_d \frac{dI_s}{dt} + v_{C_{eq}} = V_{in} \quad (4.44)$$

que pode ser simplificada para

$$L_d C_{eq} \frac{d^2 v_{C_{eq}}}{dt^2} + v_{C_{eq}} \left(\frac{L_d + L_m}{L_m} \right) = V_{in} \quad (4.45)$$

A equação (4.45) é a equação diferencial que descreve a tensão do capacitor do circuito equivalente apresentado na Figura 4.30.

$$L_d C_{eq} \lambda^2 + \left(\frac{L_d + L_m}{L_m} \right) = 0 \quad (4.46)$$

$$\lambda = \pm j \sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \quad (4.47)$$

$$v_{C_{eq}} h = A \cos \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) + B \sen \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) \quad (4.48)$$

$$v_{C_{eq}} p = K \quad (4.49)$$

Substituindo-se a equação (4.49) na equação (4.45), chega-se a

$$L_d C_{eq} \frac{d^2 v_{Ceq} P}{dt^2} + v_{Ceq} P \frac{L_d + L_m}{L_m} = L_d C_{eq} \frac{d^2 K}{dt^2} + K \frac{L_d + L_m}{L_m} = V_{in} \therefore K = V_{in} \frac{L_m}{L_d + L_m} \quad (4.50)$$

$$v_{Ceq} P = V_{in} \frac{L_m}{L_d + L_m} \quad (4.51)$$

Substituindo-se as equações (4.48) na equação (4.51) em (4.20), tem-se:

$$v_{Ceq} = A \cos \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) + B \operatorname{sen} \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) + V_{in} \frac{L_m}{L_d + L_m} \quad (4.52)$$

Como a tensão inicial do capacitor é igual a V_{in} , tem-se:

$$v_{Ceq}(0) = V_{in} = A \cos \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot 0 \right) + B \operatorname{sen} \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot 0 \right) + V_{in} \frac{L_m}{L_d + L_m} \quad (4.53)$$

$$V_{in} = A + V_{in} \frac{L_m}{L_d + L_m} \therefore A = V_{in} \left(1 - \frac{L_m}{L_d + L_m} \right) \quad (4.54)$$

E como a corrente inicial no capacitor vale

$$C_{eq} \frac{d}{dt} v_{Ceq}(0) = V_{in} \frac{\sqrt{L_m C_{eq}}}{\sqrt{L_{eq}} \sqrt{L_{eq} + L_m}} \quad (4.55)$$

$$V_{in} \frac{\sqrt{L_m C_{eq}}}{\sqrt{L_{eq}} \sqrt{L_{eq} + L_m}} = C_{eq} \left(-A \sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \operatorname{sen}(0) + B \sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cos(0) \right) \quad (4.56)$$

$$V_{in} \frac{\sqrt{L_m C_{eq}}}{\sqrt{L_{eq}} \sqrt{L_{eq} + L_m}} = C_{eq} B \sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \therefore B = \frac{V_{in}}{C_{eq}} \frac{\sqrt{L_m C_{eq}}}{\sqrt{L_{eq}} \sqrt{L_{eq} + L_m}} \sqrt{\left(\frac{L_d L_m C_{eq}}{L_d + L_m} \right)} \quad (4.57)$$

$$B = \frac{V_{in}}{C_{eq}} \frac{\sqrt{L_m C_{eq}}}{\sqrt{L_{eq}} \sqrt{L_{eq} + L_m}} \sqrt{\left(\frac{L_d L_m C_{eq}}{L_d + L_m} \right)} = V_{in} \frac{L_m \sqrt{L_d}}{\sqrt{L_{eq}} \sqrt{L_{eq} + L_m} \sqrt{L_d + L_m}} \quad (4.58)$$

Logo, a equação da tensão no capacitor fica igual a

$$v_{Ceq} = V_{in} \frac{L_m}{L_d + L_m} + V_{in} \left(\frac{L_d}{L_d + L_m} \right) \cos \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) + V_{in} \frac{L_m \sqrt{L_d}}{\sqrt{L_{eq}} \sqrt{L_{eq} + L_m} \sqrt{L_d + L_m}} \operatorname{sen} \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) \quad (4.59)$$

e a corrente pelo capacitor vale

$$\begin{aligned}
i_{Ceq} = C_{eq} \frac{dv_{Ceq}}{dt} = V_{in} \sqrt{C_{eq}} & \left(\frac{\sqrt{L_m}}{\sqrt{L_{eq}} \sqrt{L_{eq} + L_m}} \cos \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) \right) \\
- V_{in} \sqrt{C_{eq}} & \left(\frac{\sqrt{L_d}}{\sqrt{L_m} \sqrt{L_d + L_m}} \operatorname{sen} \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) \right)
\end{aligned} \quad (4.60)$$

considerando-se que $t=0$ seja o instante inicial da terceira etapa de condução. A corrente pelo indutor L_m será dada por

$$\begin{aligned}
i_{Lm} = \frac{1}{L_m} \int v_{Ceq} dt = \frac{V_{in} \cdot t}{L_d + L_m} + \frac{V_{in} L_d \sqrt{L_d L_m C_{eq}}}{L_m (L_d + L_m) \sqrt{L_d + L_m}} \operatorname{sen} \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) \\
- \frac{V_{in} L_d \sqrt{L_{eq} L_m C_{eq}}}{L_{eq} (L_d + L_m) \sqrt{L_{eq} + L_m}} \cos \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) + cte
\end{aligned} \quad (4.61)$$

Como a corrente inicial pelo indutor de magnetização é dada pela condição (4.39) aplicada a equação (4.36), ela vale

$$i_{Lm}(0) = \frac{V_{in}}{L_{eq} + L_m} \sqrt{\frac{L_{eq} L_m C_{eq}}{L_{eq} + L_m}} \left(\arccos \left(-\frac{L_{eq}}{L_m} \right) - \operatorname{sen} \left(\arccos \left(-\frac{L_{eq}}{L_m} \right) \right) \right) \quad (4.62)$$

Igualando (4.62) com (4.61) no instante zero, tem-se:

$$\begin{aligned}
cte = \frac{V_{in}}{L_{eq} + L_m} \sqrt{\frac{L_{eq} L_m C_{eq}}{L_{eq} + L_m}} \left(\arccos \left(-\frac{L_{eq}}{L_m} \right) - \operatorname{sen} \left(\arccos \left(-\frac{L_{eq}}{L_m} \right) \right) \right) \\
+ \frac{V_{in} L_d \sqrt{L_{eq} L_m C_{eq}}}{L_{eq} (L_d + L_m) \sqrt{L_{eq} + L_m}}
\end{aligned} \quad (4.63)$$

fazendo com que a equação da corrente pelo indutor de magnetização seja

$$\begin{aligned}
i_{Lm} = \frac{V_{in} \cdot t}{L_d + L_m} + \frac{V_{in} L_d \sqrt{L_d L_m C_{eq}}}{L_m (L_d + L_m) \sqrt{L_d + L_m}} \operatorname{sen} \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) \\
- \frac{V_{in} L_d \sqrt{L_{eq} L_m C_{eq}}}{L_{eq} (L_d + L_m) \sqrt{L_{eq} + L_m}} \cos \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) + \frac{V_{in} L_d \sqrt{L_{eq} L_m C_{eq}}}{L_{eq} (L_d + L_m) \sqrt{L_{eq} + L_m}} \\
+ \frac{V_{in}}{L_{eq} + L_m} \sqrt{\frac{L_{eq} L_m C_{eq}}{L_{eq} + L_m}} \left(\arccos \left(-\frac{L_{eq}}{L_m} \right) - \operatorname{sen} \left(\arccos \left(-\frac{L_{eq}}{L_m} \right) \right) \right)
\end{aligned} \quad (4.64)$$

A corrente de entrada pode ser obtida substituindo-se (4.64) e (4.60) em (4.42), resultando em (4.65).

$$\begin{aligned}
 i_{L_d} = & \frac{V_{in} \cdot t}{L_d + L_m} + I_S + \frac{V_{in} L_m \sqrt{L_{eq} L_m C_{eq}}}{L_{eq} (L_d + L_m) \sqrt{L_{eq} + L_m}} \cos \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) \\
 & - \frac{V_{in} \sqrt{L_d L_m C_{eq}}}{(L_d + L_m) \sqrt{L_d + L_m}} \operatorname{sen} \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) + \frac{V_{in} L_d \sqrt{L_{eq} L_m C_{eq}}}{L_{eq} (L_d + L_m) \sqrt{L_{eq} + L_m}} \\
 & + \frac{V_{in}}{L_{eq} + L_m} \sqrt{\frac{L_{eq} L_m C_{eq}}{L_{eq} + L_m}} \left(\arccos \left(-\frac{L_{eq}}{L_m} \right) - \operatorname{sen} \left(\arccos \left(-\frac{L_{eq}}{L_m} \right) \right) \right)
 \end{aligned} \tag{4.65}$$

Essa etapa da operação irá ocorrer desde o final da segunda etapa até quando as chaves S_1 e S_4 parem de conduzir.

4.3.2.2.4 Quarta etapa

Nesta etapa as chaves S_1 e S_4 param de conduzir. O capacitor C_{eq} e o indutor L_d descarregam-se no transformador, através do diodo interno da chave S_2 enquanto o indutor L_m continua a receber energia. A corrente fornecida pela energia armazenada em C_{eq} e L_d é absorvida pela saída até que o valor fique abaixo da corrente de carga. Essa etapa termina quando a corrente por L_d se anula. O indutor L_A devolve sua energia para a fonte de alimentação através do diodo D_6 e do diodo intrínseco da chave S_3 . A Figura 4.32 ilustra essa etapa da condução enquanto a Figura 4.33 apresenta o circuito simplificado. No circuito simplificado vê-se que o mesmo pode ser dividido em duas partes, equacionando-as separadamente. Essa análise considera que a corrente do indutor de dispersão cai a zero antes que a tensão do transformador se anule.

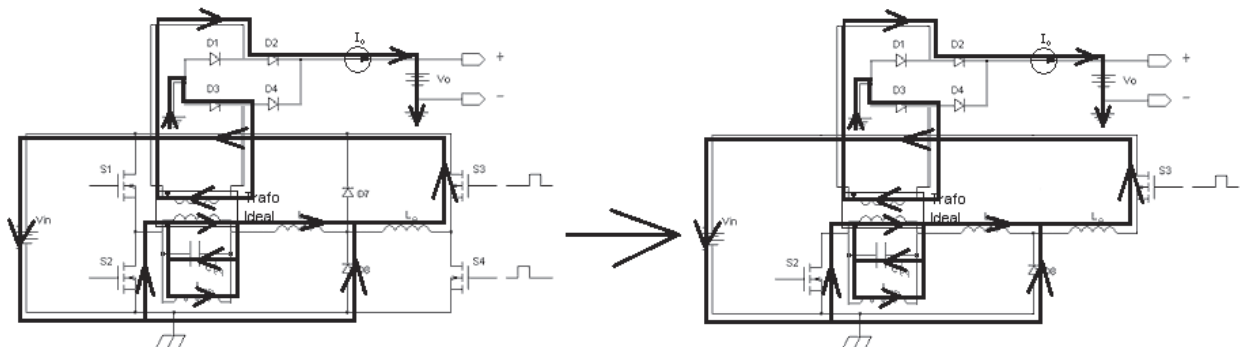


Figura 4.32 - Quarta etapa da condução

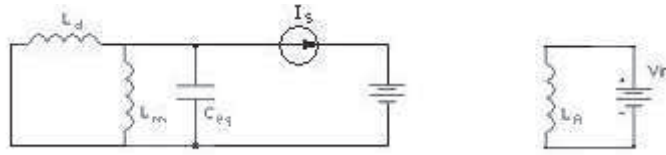


Figura 4.33 - Circuito equivalente da quarta etapa da condução

Equacionando-se o circuito da esquerda tem-se:

$$v_{Ld} + v_{Ceq} = 0 \quad (4.66)$$

ou, alternativamente,

$$v_{Ceq} = -L_d \frac{di_{Ld}}{dt} \quad (4.67)$$

Equacionando-se as correntes no nó principal chega-se a

$$i_{Ld} = i_{Lm} + i_{Ceq} + I_S \quad (4.68)$$

Substituindo-se (4.68) em (4.67) tem-se

$$v_{Ceq} = -L_d \frac{di_{Lm}}{dt} - L_d \frac{di_{Ceq}}{dt} - L_{eq} \frac{dI_S}{dt} \quad (4.69)$$

E sabendo-se que

$$v_{Ceq} = v_{Lm} = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \therefore \frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{v_{Ceq}}{L_m} \quad (4.70)$$

e que

$$i_{Ceq} = C_{eq} \frac{dv_{Ceq}}{dt} \quad (4.71)$$

pode-se substituir ambas em (4.69), obtendo-se

$$v_{Ceq} = -L_d \frac{v_{Ceq}}{L_m} - L_d \frac{d}{dt} \left(C_{eq} \frac{dv_{Ceq}}{dt} \right) - L_d \frac{dI_S}{dt} \quad (4.72)$$

que pode ser simplificada para

$$L_d C_{eq} \frac{d^2 v_{Ceq}}{dt^2} + v_{Ceq} \left(\frac{L_d + L_m}{L_m} \right) = 0 \quad (4.73)$$

A equação (4.73) é a equação diferencial que descreve a tensão do capacitor do circuito equivalente apresentado na Figura 4.32. Para solucionar-se essa equação diferencial, parte-se de

$$v_{Ceq} = v_{Ceq} h + v_{Ceq} p \quad (4.74)$$

onde $v_c h$ é a solução homogênea e $v_c p$ é a solução particular. A equação característica do circuito é

$$L_d C_{eq} \lambda^2 + \left(\frac{L_d + L_m}{L_m} \right) = 0 \quad (4.75)$$

$$\lambda = \pm j \sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \quad (4.76)$$

$$v_{C_{eq}} h = A \cos \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) + B \operatorname{sen} \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) \quad (4.77)$$

$$v_{C_{eq}} p = K \quad (4.78)$$

Substituindo-se a equação (4.78) na equação (4.73), tem-se:

$$L_d C_{eq} \frac{d^2 v_{C_{eq}} p}{dt^2} + v_{C_{eq}} p \frac{L_d + L_m}{L_m} = L_d C_{eq} \frac{d^2 K}{dt^2} + K \frac{L_d + L_m}{L_m} = 0 \therefore K = 0 \quad (4.79)$$

$$v_{C_{eq}} p = 0 \quad (4.80)$$

e substituindo-se as equações (4.77) e (4.80) na equação (4.74), chega-se a

$$v_{C_{eq}} = A \cos \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) + B \operatorname{sen} \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot t \right) \quad (4.81)$$

Como a tensão inicial do capacitor no início da quarta etapa é igual a tensão final do capacitor na terceira etapa,

$$v_{C_{eq}}(0) = A \cos \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot 0 \right) + B \operatorname{sen} \left(\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cdot 0 \right) = V_{C_{eq}3} \quad (4.82)$$

$$A = V_{C_{eq}3} \quad (4.83)$$

E como a corrente inicial no capacitor é igual a corrente final do indutor de dispersão na terceira etapa menos a corrente de carga,

$$C_{eq} \frac{d}{dt} v_{C_{eq}}(0) = C_{eq} \left(-A \sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \operatorname{sen}(0) + B \sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)} \cos(0) \right) = I_{Ld3} - I_s \quad (4.84)$$

$$B = \frac{I_{Ld3} - I_s}{C_{eq}} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}} \right)}} = \frac{I_{Ld3} - I_s}{\sqrt{L_d + L_m}} \frac{\sqrt{L_d L_m}}{\sqrt{C_{eq}}} \quad (4.85)$$

Assim, a equação da tensão no capacitor fica igual a

$$v_{Ceq} = V_{Ceq3} \cos \left(\sqrt{\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}}} \cdot t \right) + \frac{I_{Ld3} - I_S}{\sqrt{L_d + L_m}} \frac{\sqrt{L_d L_m}}{\sqrt{C_{eq}}} \operatorname{sen} \left(\sqrt{\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}}} \cdot t \right) \quad (4.86)$$

e a corrente pelo capacitor vale

$$i_{Ceq} = C_{eq} \left(-V_{Ceq3} \sqrt{\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}}} \operatorname{sen} \left(\sqrt{\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}}} \cdot t \right) + \frac{I_{Ld3} - I_S}{C_{eq}} \cos \left(\sqrt{\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}}} \cdot t \right) \right) \quad (4.87)$$

considerando que $t=0$ seja o instante inicial da quarta etapa de condução. A corrente pelo indutor L_m é dada por

$$i_{Lm} = \frac{1}{L_m} \int v_{Ceq} dt \quad (4.88)$$

$$i_{Lm} = \frac{1}{L_m} \left(V_{Ceq3} \frac{\sqrt{L_d L_m C_{eq}}}{\sqrt{L_d + L_m}} \operatorname{sen} \left(\sqrt{\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}}} \cdot t \right) \right) - \frac{1}{L_m} \left(\frac{(I_{Ld3} - I_S) L_d L_m}{L_d + L_m} \cos \left(\sqrt{\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}}} \cdot t \right) \right) + I_{Lm3} \quad (4.89)$$

onde I_{Lm3} é a corrente na indutância de magnetização ao final da terceira etapa de condução.

A corrente que circula pelo indutor de dispersão pode ser obtida substituindo-se (4.87) e (4.89) em (4.68), resultando em (4.90).

$$i_{Ld} = C_{eq} \left(-V_{Ceq3} \sqrt{\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}}} \operatorname{sen} \left(\sqrt{\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}}} \cdot t \right) + \frac{I_{Ld3} - I_S}{C_{eq}} \cos \left(\sqrt{\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}}} \cdot t \right) \right) + I_S + \frac{1}{L_m} \left(V_{Ceq3} \frac{\sqrt{L_d L_m C_{eq}}}{\sqrt{L_d + L_m}} \operatorname{sen} \left(\sqrt{\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}}} \cdot t \right) \right) - \frac{1}{L_m} \left(\frac{(I_{Ld3} - I_S) L_d L_m}{L_d + L_m} \cos \left(\sqrt{\frac{L_d + L_m}{L_d L_m C_{eq}}} \cdot t \right) \right) + I_{Lm3} \quad (4.90)$$

O equacionamento da segunda parte do circuito fica

$$i_{LA} = I_{LA2} - \frac{V_{in} \cdot t}{L_A} \quad (4.91)$$

onde I_{A2} é a corrente pelo indutor de amortecimento ao final da segunda etapa de condução. A quarta etapa da condução ocorre até que a corrente pelo indutor de dispersão se anule.

4.3.2.2.5 Quinta etapa

Todas as chaves do circuito encontram-se abertas e a corrente pelo indutor de dispersão é nula. O capacitor C_{eq} fornece corrente para o indutor L_m e para a saída até que sua tensão se anule, o que marca o fim dessa etapa. O indutor L_A continua a devolver sua energia para a fonte de alimentação. A Figura 4.34 ilustra essa etapa da condução enquanto a Figura 4.35 apresenta o circuito simplificado. No circuito simplificado vê-se que o mesmo pode ser dividido em duas partes e que essas podem ser equacionadas separadamente.

Equacionando-se o circuito da esquerda tem-se:

$$v_{C_{eq}} = v_{L_m} \quad (4.92)$$

ou, alternativamente, que

$$v_{C_{eq}} = L_m \frac{di_{L_m}}{dt} \quad (4.93)$$

Equacionando as correntes no nó principal chega-se a

$$i_{L_m} + i_{C_{eq}} + I_S = 0 \therefore i_{L_m} = -i_{C_{eq}} - I_S \quad (4.94)$$

Substituindo-se (4.94) em (4.93) tem-se:

$$v_{C_{eq}} = -L_m \frac{di_{C_{eq}}}{dt} - L_m \frac{dI_S}{dt} \quad (4.95)$$

E sabendo-se que

$$i_{C_{eq}} = C_{eq} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} \quad (4.96)$$

pode-se substituir ambas em (4.69), obtendo-se

$$v_{C_{eq}} = -L_m \frac{d}{dt} \left(C_{eq} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} \right) - L_m \frac{dI_S}{dt} \quad (4.97)$$

que pode ser simplificada para

$$L_m C_{eq} \frac{d^2 v_{C_{eq}}}{dt^2} + v_{C_{eq}} = 0 \quad (4.98)$$

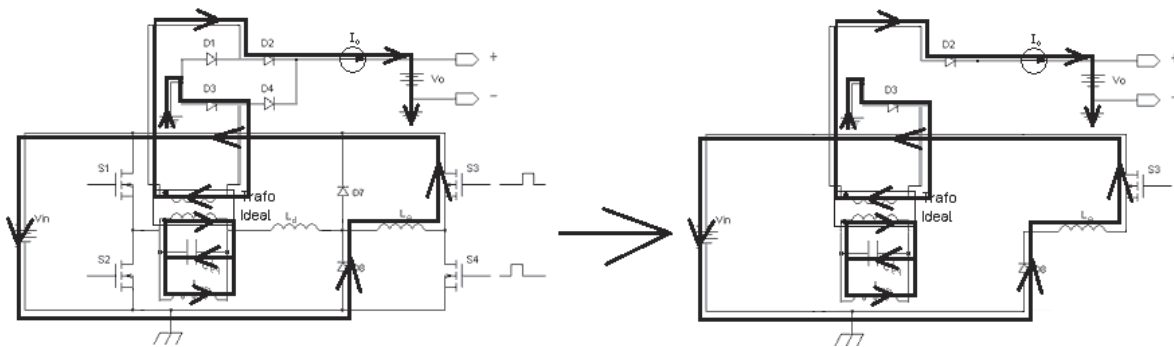


Figura 4.34 - Quinta etapa da condução

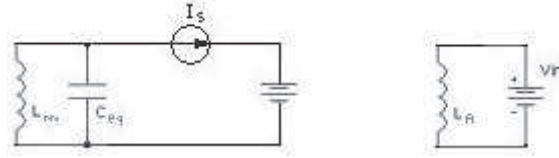


Figura 4.35 - Circuito equivalente da quinta etapa da condução

A equação (4.98) é a equação diferencial que descreve a tensão do capacitor do circuito equivalente apresentado na Figura 4.35. Para solucionarmos essa equação diferencial, partimos de

$$v_{Ceq} = v_{Ceq}h + v_{Ceq}p \quad (4.99)$$

onde $v_C h$ é a solução homogênea e $v_C p$ é a solução particular. A equação característica do circuito é

$$L_m C_{eq} \lambda^2 + 1 = 0 \quad (4.100)$$

$$\lambda = \pm j \frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \quad (4.101)$$

$$v_{Ceq} h = A \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \cdot t\right) + B \text{sen}\left(\frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \cdot t\right) \quad (4.102)$$

$$v_{Ceq} p = K \quad (4.103)$$

Substituindo-se a equação (4.103) na equação (4.98), chega-se a

$$L_m C_{eq} \frac{d^2 v_{Ceq} p}{dt^2} + v_{Ceq} p = L_m C_{eq} \frac{d^2 K}{dt^2} + K = 0 \therefore K = 0 \quad (4.104)$$

$$v_{Ceq} p = 0 \quad (4.105)$$

Substituindo-se as equações (4.102) e (4.105) na equação (4.99), tem-se:

$$v_{Ceq} = A \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \cdot t\right) + B \text{sen}\left(\frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \cdot t\right) \quad (4.106)$$

Sendo a tensão inicial do capacitor na quinta etapa igual à tensão final do capacitor na quarta etapa,

$$v_{Ceq}(0) = V_{Ceq4} = A \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \cdot 0\right) + B \text{sen}\left(\frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \cdot 0\right) \therefore A = V_{Ceq4} \quad (4.107)$$

e como a corrente inicial no capacitor na quinta etapa é igual a corrente final do indutor de magnetização na quarta etapa somada a corrente de carga,

$$C_{eq} \frac{d}{dt} v_{Ceq}(0) = C_{eq} \left(-A \frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \text{sen}(0) + B \frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \text{cos}(0) \right) = -I_{Lm4} - Is \quad (4.108)$$

$$B = - \frac{(I_{Lm4} + Is) \sqrt{L_m C_{eq}}}{C_{eq}} \quad (4.109)$$

Assim, a equação da tensão no capacitor fica igual a

$$v_{Ceq} = V_{Ceq4} \text{cos} \left(\frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \cdot t \right) - \frac{(I_{Lm4} + Is) \sqrt{L_m C_{eq}}}{C_{eq}} \text{sen} \left(\frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \cdot t \right) \quad (4.110)$$

e a corrente pelo capacitor vale

$$i_{Ceq} = C_{eq} \left(-V_{Ceq4} \frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \text{sen} \left(\frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \cdot t \right) - \frac{I_{Lm4} + Is}{C_{eq}} \text{cos} \left(\frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \cdot t \right) \right) \quad (4.111)$$

considerando que $t=0$ seja o instante inicial da quinta etapa de condução. A corrente pelo indutor L_m é dada por

$$i_{Lm} = \frac{1}{L_m} \int v_{Ceq} dt \quad (4.112)$$

$$i_{Lm} = \frac{1}{L_m} \left(V_{Ceq4} \sqrt{L_m C_{eq}} \text{sen} \left(\frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \cdot t \right) \right) + \frac{1}{L_m} \left((I_{Lm4} + Is) L_m \text{cos} \left(\frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \cdot t \right) \right) + I_{Lm4} \quad (4.113)$$

onde I_{Lm4} é a corrente na indutância de magnetização ao final da quarta etapa de condução.

A corrente que circula pelo indutor de dispersão é nula e a corrente pelo indutor de amortecimento continua seguindo a equação (4.90), com o tempo medido desde o início da quarta etapa de condução. A quinta etapa de condução termina quando a tensão no capacitor C_{eq} se anular.

4.3.2.2.6 Sexta etapa

Todas as chaves do circuito encontram-se abertas e a corrente pelo indutor de dispersão e a tensão em C_{eq} são nulas. Os diodos do retificador de saída assumem a condução da corrente de

carga e colocam o transformador em curto, o que dá caminho para a circulação da corrente armazenada no indutor de magnetização. O indutor L_A continua a devolver sua energia para a fonte de alimentação. A Figura 4.36 ilustra essa etapa da condução enquanto a Figura 4.37 apresenta o circuito simplificado.

A corrente pelo indutor de amortecimento continua seguindo a equação (4.90), com o tempo medido desde o início da quarta etapa de condução. A sexta etapa de condução terminará quando o indutor de amortecimento descarregar toda a sua energia na fonte.

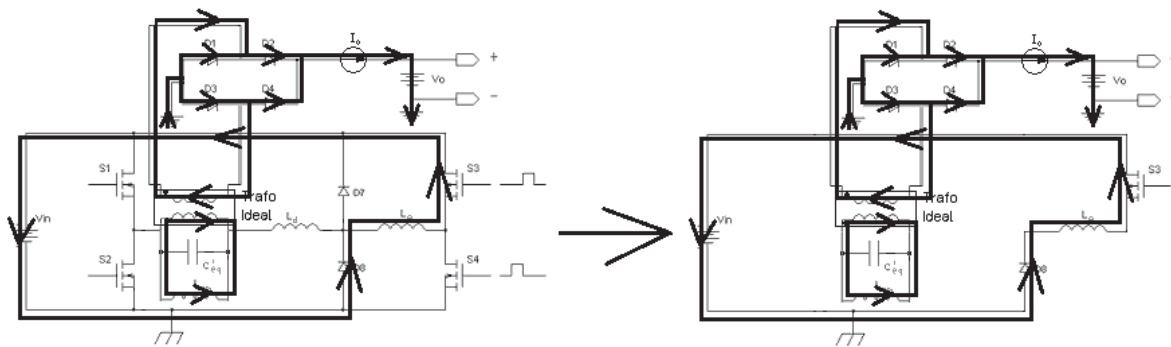


Figura 4.36 - Sexta etapa da condução

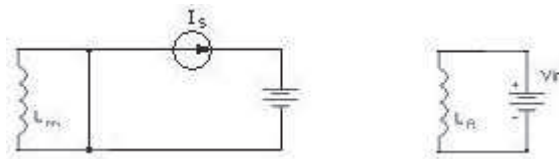


Figura 4.37 - Circuito equivalente da sexta etapa da condução

4.3.2.2.7 Sétima etapa

Todas as chaves do circuito encontram-se abertas e as correntes pelo indutor de dispersão e amortecimento e a tensão em C_{eq} são nulas. Os diodos do retificador de saída continuam a condução da corrente de carga e colocam o transformador em curto, o que cria caminho para a circulação da corrente armazenada no indutor de magnetização. A Figura 4.38 ilustra essa etapa da condução enquanto a Figura 4.39 apresenta o circuito simplificado. Essa etapa irá ocorrer até que a condução das chaves S_2 e S_3 se inicie, começando um novo ciclo de condução.

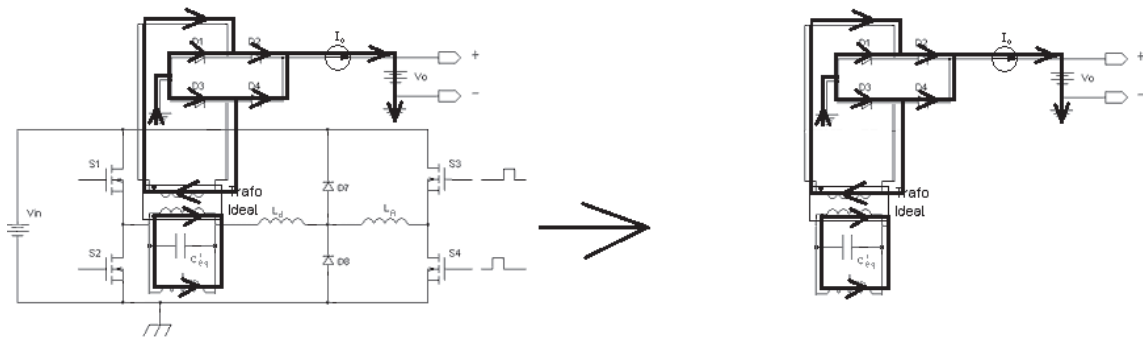


Figura 4.38 - Sétima etapa da condução

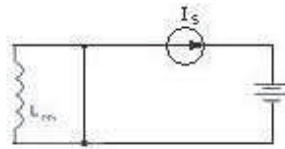


Figura 4.39 - Circuito equivalente da sétima etapa da condução

As formas de onda de corrente no indutor de amortecimento e na entrada do transformador e a forma de onda da tensão na capacitância parasita equivalente C_{eq} são mostradas nas Figuras 4.40, 4.41 e 4.42, respectivamente. Nas Figuras 4.41 e 4.42, pode-se observar oscilações nos picos das ondas, oscilações essas provenientes da interação entre o capacitor equivalente e o indutor de dispersão, as quais não têm amortecimento devido ao modelo não possuir perdas. Na prática, essas oscilações serão fortemente atenuadas pelas resistências dos enrolamentos e as perdas do núcleo do transformador dando à corrente do primário do transformador o aspecto mostrado na Figura 4.43. As Figuras 4.40, 4.41, 4.42 e 4.43 não possuem escalas porque as suas finalidades são apenas ilustrativas.

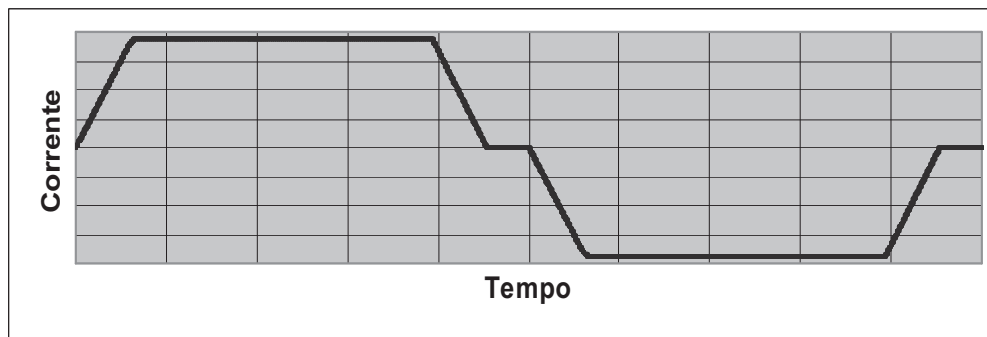


Figura 4.40 - Corrente pelo indutor de amortecimento

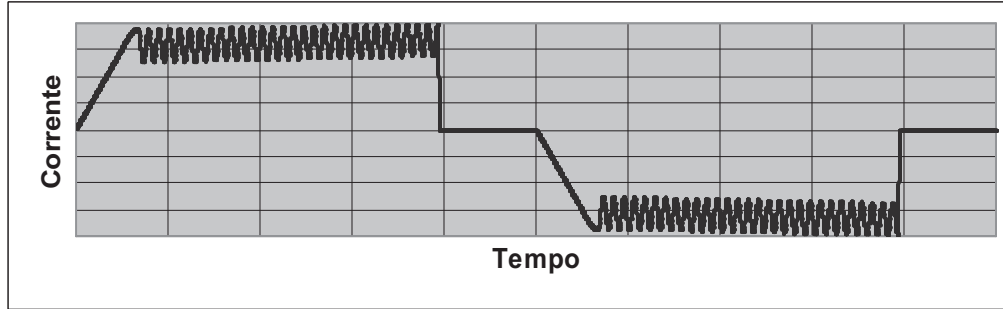


Figura 4.41 - Corrente do primário do transformador

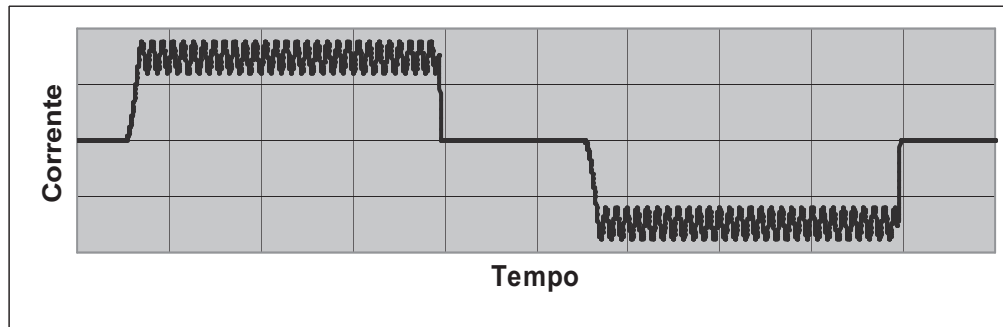


Figura 4.42 - Tensão sobre a capacitância parasita equivalente C_{eq}

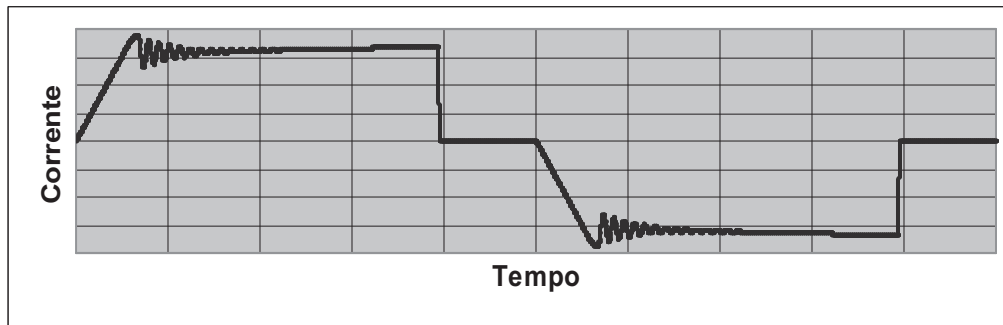


Figura 4.43 - Corrente do primário do transformador considerando perdas resistivas no circuito

O pico de corrente do circuito ocorre no final da segunda etapa de condução. Assim, substituindo-se a (4.39) em (4.37), tem-se o valor o valor do pico igual a

$$I_{pico} = \frac{V_{in}}{L_{eq} + L_m} \sqrt{\left(\frac{L_{eq} L_m C_{eq}}{L_{eq} + L_m}\right)} \left(\arccos\left(-\frac{L_{eq}}{L_m}\right) + \frac{L_m}{L_{eq}} \operatorname{sen}\left(\arccos\left(-\frac{L_{eq}}{L_m}\right)\right) \right) + I_S \quad (4.114)$$

Como todos os valores na equação são parâmetros definidos do circuito, exceto os valores da corrente de pico e do indutor equivalente, pode-se definir o valor desejado de corrente de pico e calcular numericamente o valor do indutor de amortecimento necessário usando-se (4.114). O uso do indutor de amortecimento gera uma diminuição do ciclo de trabalho do circuito já que durante a primeira e sexta etapas de condução não existirá tensão aplicada ao transformador. O valor desse tempo “neutro” a cada ciclo completo de operação pode ser calculado por (4.115).

$$t_{neutro} = 2 \cdot \left(\frac{I_S \cdot (L_A + L_d)}{V_{in}} + \frac{I_{pico} \cdot L_A}{V_{in}} \right) \quad (4.115)$$

4.3.2.3 Método simplificado para definição do indutor de amortecimento

O modelo utilizado para representar o transformador resultou em uma matemática bastante complexa, levando à necessidade de resolução numérica da equação (4.114) para se obter o valor do indutor de amortecimento. Contudo, algumas simplificações podem ser feitas considerando-se que o indutor de magnetização possui ordem de grandeza muito maior que a dos outros indutores.

4.3.2.3.1. Primeira etapa

Na primeira etapa de condução, a análise não sofrerá alteração já que o indutor de magnetização não conduz corrente.

4.3.2.3.2. Segunda etapa

Na segunda etapa de condução, as equações (4.31), (4.36) e (4.37) descrevem o comportamento do circuito. Considerando agora que o indutor de magnetização tem um valor muito elevado, as equações ficam iguais a

$$v_{Ceq} = V_{in} \left(1 - \cos \left(\frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \cdot t \right) \right) \quad (4.116)$$

$$i_{Lm} = 0 \quad (4.117)$$

$$i_{Leq} = V_{in} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_{eq}}} \left(\text{sen} \left(\frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \cdot t \right) \right) + I_S \quad (4.118)$$

e o momento em que o circuito atinge a máxima corrente e termina a segunda etapa de condução é igual a

$$\Delta t_1 = \sqrt{L_{eq} C_{eq}} \arccos(0) \therefore \Delta t_1 = \frac{\pi \sqrt{L_{eq} C_{eq}}}{2} \quad (4.119)$$

Definindo-se I_{pico} como a máxima corrente permitida no circuito, podemos calcular o valor do indutor equivalente.

$$I_{pico} = V_{in} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_{eq}}} + I_S \therefore L_{eq} = \frac{V_{in}^2 C_{eq}}{(I_{pico} - I_S)^2} \quad (4.120)$$

E, substituindo (4.11) em (4.120), tem-se:

$$L_A = \frac{V_{in}^2 C_{eq}}{(I_{pico} - I_S)^2} - L_d \quad (4.121)$$

4.3.2.3.3. Terceira etapa

Na terceira etapa, as equações (4.59), (4.64) e (4.65) mudam para

$$v_{Ceq} = V_{in} \left(1 + \sqrt{\frac{L_d}{L_{eq}}} \text{sen} \left(\frac{1}{\sqrt{L_d C_{eq}}} \cdot t \right) \right) \quad (4.122)$$

$$i_{Lm} = 0 \quad (4.123)$$

$$i_{Ld} = I_S + V_{in} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_{eq}}} \cos \left(\frac{1}{\sqrt{L_d C_{eq}}} \cdot t \right) \quad (4.124)$$

4.3.2.3.4. Quarta etapa

Na quarta etapa, as equações (4.86), (4.89) e (4.65) mudam para

$$v_{Ceq} = V_{Ceq3} \cos \left(\frac{1}{\sqrt{L_d C_{eq}}} \cdot t \right) + (I_{Ld3} - I_S) \sqrt{\frac{L_d}{C_{eq}}} \text{sen} \left(\frac{1}{\sqrt{L_d C_{eq}}} \cdot t \right) \quad (4.125)$$

$$i_{Lm} = 0 \quad (4.126)$$

$$i_{Ld} = (I_{Ld3} - Is) \cos\left(\frac{1}{\sqrt{L_d C_{eq}}} \cdot t\right) - V_{Ceq3} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_d}} \operatorname{sen}\left(\frac{1}{\sqrt{L_d C_{eq}}} \cdot t\right) \quad (4.127)$$

4.3.2.3.4. Quinta etapa

Na quinta etapa, as equações (4.110) e (4.113) mudam para

$$v_{Ceq} = V_{Ceq4} - \frac{Is \cdot t}{C_{eq}} \quad (4.128)$$

$$i_{Lm} = 0 \quad (4.129)$$

O equacionamento da sexta e sétima etapas não sofre modificações. O modelo simplificado do transformador elevador é apresentado na Figura 4.44. O tempo “neutro” de condução do circuito é igual ao tempo “neutro” do circuito que utiliza o modelo do transformador com indutância de magnetização e pode ser calculado por (4.115).

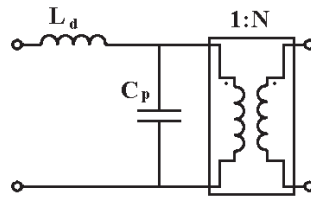


Figura 4. 44 - Modelo simplificado de um transformador elevador de tensão

A Figura 4.45 mostra os resultados da simulação para as correntes na entrada do primário do transformador (1) e no indutor de amortecimento (2) e a tensão na capacitância parasita equivalente C_{eq} (3) para o circuito que considera o indutor de magnetização. A Figura 4.46 apresenta os resultados da simulação para as correntes na entrada do primário do transformador (1) e no indutor de amortecimento (2) e a tensão na capacitância parasita equivalente C_{eq} (3) para o modelo que despreza a indutância de magnetização do transformador. Comparando-se essas duas figuras pode-se observar que os resultados obtidos utilizando-se os dois modelos são praticamente iguais.

Quando se faz a escolha do valor da corrente de pico do circuito (e, conseqüentemente, do valor do indutor de amortecimento) deve-se ter em mente que quanto menor o pico de corrente desejado, um indutor de maior valor será necessário. E esse indutor de maior valor irá

influenciar no ciclo de trabalho do conversor. A Figura 4.47 apresenta os resultados da simulação para as correntes na entrada do transformador (1) e no indutor de amortecimento (2) e a tensão no primário do transformador ideal (3) para valores crescentes do indutor de amortecimento (crescente no sentido da seta). Como se pode ver, apesar do aumento do valor da indutância do indutor resultar na diminuição dos picos de corrente, o ciclo de trabalho da tensão efetivamente entregue ao transformador diminui cada vez mais, o que limita a máxima tensão que pode ser obtida na saída do conversor. A tensão máxima na saída do conversor pode ser calculada por (4.130), onde T representa o período de chaveamento do conversor. Como t_{neutro} aumenta se a corrente média de saída do conversor aumentar, uma sobre-corrente de saída levará a uma diminuição da tensão de saída, o que limita a potência entregue pelo conversor.

$$V_{OUT_MAX} = V_{in} \cdot N \cdot \left(\frac{T - t_{neutro}}{T} \right) \quad (4.130)$$

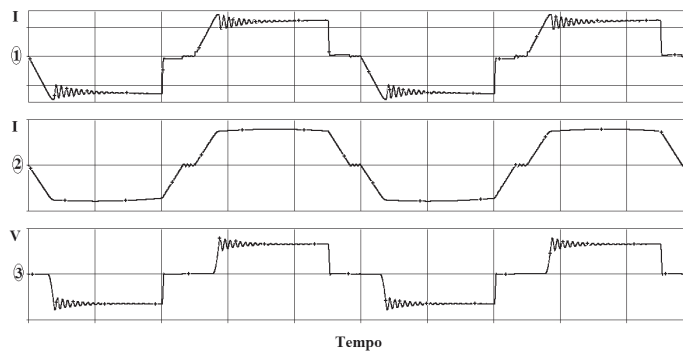


Figura 4.45 - Simulação do conversor com o modelo de transformador com indutância de magnetização
Curva 1 - corrente na entrada do primário do transformador; Curva 2 - corrente no indutor de amortecimento; Curva 3 - tensão na capacitância parasita equivalente C_{eq}

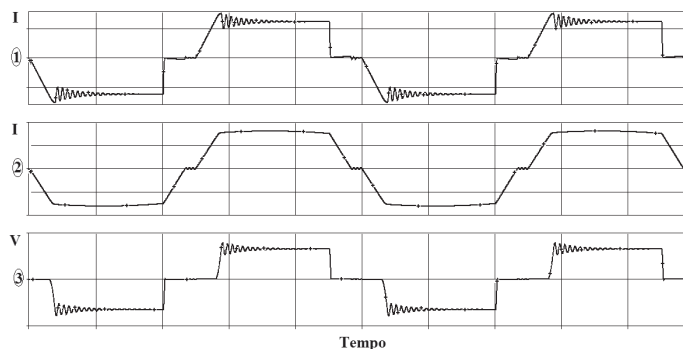


Figura 4.46 - Simulação do conversor com o modelo de transformador sem indutância de magnetização
Curva 1 - corrente na entrada do primário do transformador; Curva 2 - corrente no indutor de amortecimento; Curva 3 - tensão na capacitância parasita equivalente C_{eq}

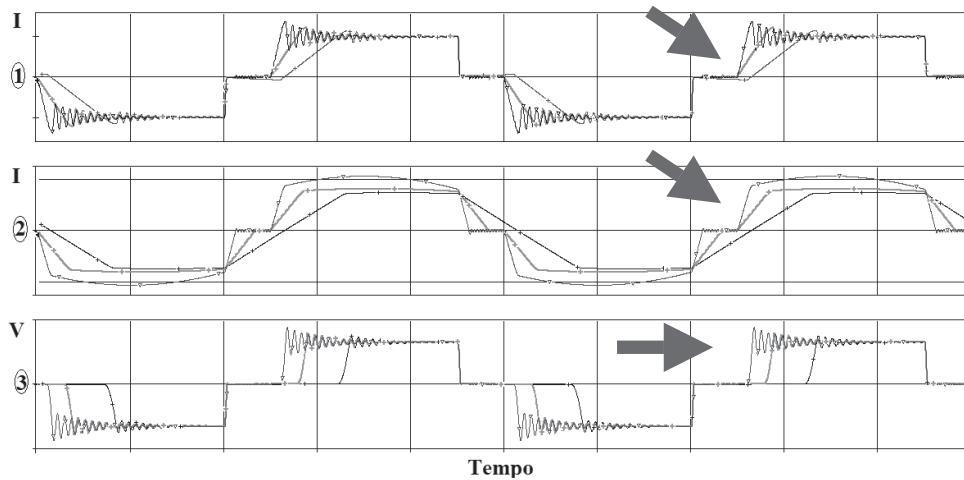


Figura 4.47 - Simulação do comportamento do conversor para vários valores de L_A
 Curva 1 - corrente na entrada do primário do transformador; Curva 2 - corrente no indutor de amortecimento; Curva 3 - tensão na capacitância parasita equivalente C_{eq}

A Figura 4.48 apresenta a simulação dos picos de corrente no indutor de dispersão para vários valores de corrente de carga. Nota-se na simulação que os picos de corrente e as oscilações não alteram de valor em função da corrente de carga, o que os torna menos representativos em relação à corrente de saída à medida que esta última aumenta de valor.

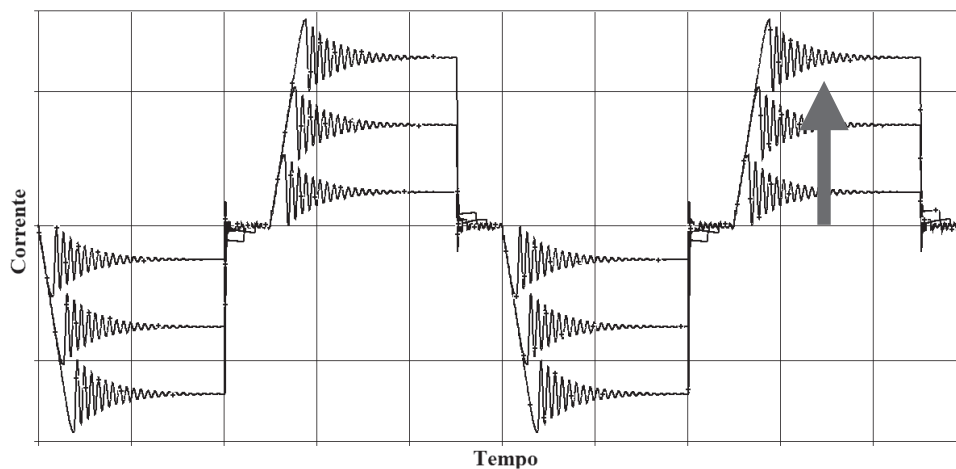


Figura 4.48 - Simulação do pico de corrente para diversas correntes de carga

4.3.2.4. Definição do filtro de saída

Uma das grandes vantagens do uso de um conversor CC/CC é que como ele trabalha com chaveamento em alta frequência, os valores dos elementos do filtro de saída são baixos.

Contudo, o modulador de pulsos tem a regulação dos pulsos de saída proporcional ao valor da variação da tensão com que foi carregada sua linha de retardo e essa tensão é definida pela regulação da tensão de saída do conversor CC/CC. Assim, se o filtro de saída do conversor tiver o capacitor de capacitância de baixo valor, a corrente demandada pelo modulador (Figura 2.8) fará com que regulação dos pulsos do modulador de pulsos seja ruim, o que prejudicará o desempenho do radar. Dessa forma, o cálculo do filtro capacitivo apresentado no Capítulo 3 não pode ser usado para um conversor que alimenta um modulador de pulsos.

Considera-se que uma boa regulação do modulador de pulsos é atingida sempre que a variação da tensão da fonte for menor do que 1% para uma carga completa da linha de retardo [8], conforme descrito em (4.131) onde V_F é a tensão de saída nominal do conversor e V_{Ff} é a tensão de saída do conversor após a realização da carga.

$$V_F - V_{Ff} \leq 0,01 \cdot V_F \quad (4.131)$$

Sendo o valor da carga da linha apresentado em (4.132), a carga inicial do capacitor do filtro em (4.133), onde C_C representa o valor do capacitor de filtro, e a carga final do capacitor do filtro em (4.134) e (4.135), pode-se substituir (4.122), (4.133) e (4.133) em (4.135), obtendo-se (4.136). E substituindo-se (4.136) em (4.121), chega-se em (4.133), que apresenta o valor da capacitância do capacitor de filtro de saída do conversor em função da capacitância total da linha de retardo.

$$Q_L = 2 \cdot V_F \cdot C_T \quad (4.132)$$

$$Q_C = V_F \cdot C_C \quad (4.133)$$

$$Q_{Cf} = V_{Ff} \cdot C_C \quad (4.134)$$

$$Q_{Cf} = Q_C - Q_L \quad (4.135)$$

$$V_{Ff} = \frac{V_F \cdot C_C - 2 \cdot V_F \cdot C_T}{C_C} \quad (4.136)$$

$$C_C \geq 200 \cdot C_T \quad (4.137)$$

O projeto do indutor do filtro de saída pode seguir o formato definido no Capítulo 3.

Capítulo 5

Regulador de carga

5.1 Conceitos básicos

O modulador de pulsos é o responsável por aplicar pulsos de tensão na válvula do radar. Isto é feito pela comutação e descarga da energia armazenada em sua linha de retardo, podendo existir um transformador para adequar os níveis de tensão. As linhas de retardo são projetadas para que sua impedância característica (Z_0) seja casada com a impedância característica da carga (Z_L), condição necessária para máxima transferência de potência [6]. A tensão na linha de retardo em função do tempo para uma condição ideal de casamento de impedâncias é apresentada na Figura 5.1, onde Δ representa a largura do pulso.

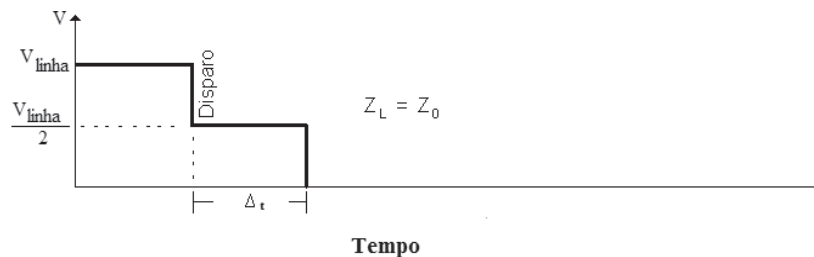


Figura 5.1 - Descarga da linha de retardo em um circuito casado

Na prática, a válvula *magnetron*, que é a carga do modulador, pode variar de impedância, causando alterações na descarga da linha. Quando a impedância da linha for menor do que a da

carga ($Z_0 < Z_L$), o modulador de pulsos não se descarregará totalmente durante o período do pulso, deixando uma carga residual na linha de retardo. A Figura 5.2 ilustra a tensão na linha de retardo para o acionamento do modulador quando $Z_0 < Z_L$. Nela podemos ver que a descarga da linha de retardo vai ocorrendo gradualmente e não se resume apenas ao período do pulso. Se a descarga for encerrada no momento em que a largura de pulso for atingida, a linha de retardo permanecerá com uma carga residual [2] conforme mostrado na Figura 5.3. Essa carga residual irá modificar o valor da tensão da linha no próximo ciclo de operação, gerando uma instabilidade na amplitude dos pulsos. O caso extremo dessa situação será quando a carga apresentar o comportamento de circuito aberto. Apesar da linha de retardo não se descarregar, a tensão sobre a válvula pode atingir um valor até duas vezes maior que o valor nominal. Essa é uma situação potencialmente perigosa, na qual podem ocorrer arcos dentro do equipamento, com a possibilidade de danificá-lo.

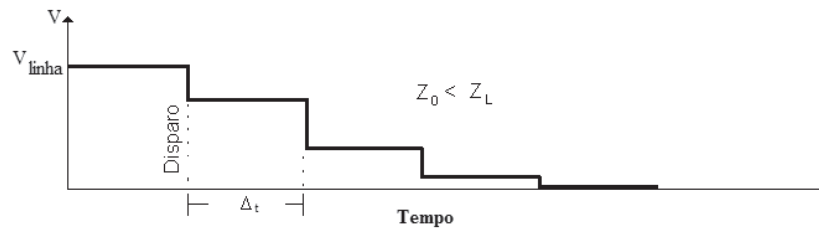


Figura 5.2 - Descarga da linha de retardo em uma carga de maior impedância

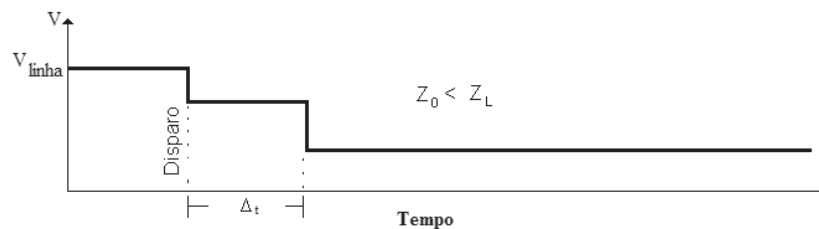


Figura 5.3 - Carga residual na linha devido ao descasamento de impedâncias

O comportamento da válvula utilizada também pode ser de diminuição de impedância ($Z_0 > Z_L$), fazendo com que haja um descasamento, chamado de *backswing* [5]. No *backswing* ocorre uma oscilação da energia entre o modulador de pulsos e a válvula, assim como mostrado

na Figura 5.4. Como a topologia de modulador de pulsos utilizada inclui um diodo para impedir a circulação da corrente no sentido reverso, esta oscilação é cortada no primeiro pico negativo, mantendo a linha carregada com uma tensão negativa, assim como ilustrado na Figura 5.5.

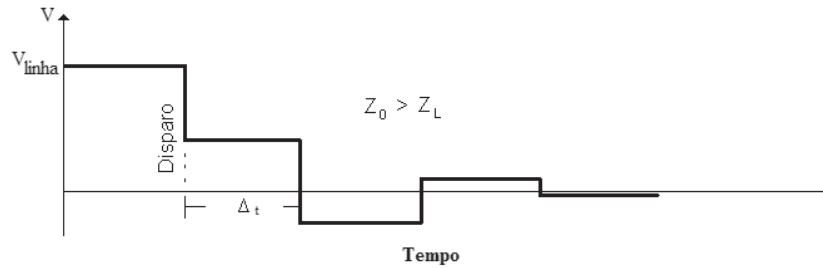


Figura 5.4 - Descarga da linha de retardo em uma carga de menor impedância

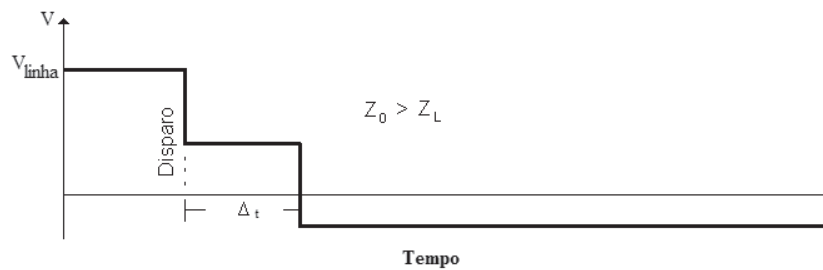


Figura 5.5 - Efeito do *backswing* na linha de retardo com diodo de bloqueio

O circuito equivalente do modulador durante a carga é apresentado na Figura 5.6 e a equação da tensão na linha de retardo é dada por (5.1). Essa equação considera que a tensão inicial do capacitor seja nula. Em caso de *backswing*, a tensão negativa presente na linha irá modificar a carga da mesma para o próximo pulso, aumentando a corrente durante o carregamento e a tensão final da linha, o que pode ser prejudicial aos componentes internos do modulador de pulsos, além de possibilitar um pulso com energia muito superior ao nominal, o que poderia danificar a válvula. No caso limite, quando acontece o *flash* na válvula (comportamento de curto circuito) ocorre a reflexão total da energia aplicada pelo modulador de pulsos. A equação (5.2) descreve a tensão de carregamento da linha após a ocorrência de um *flash*. Nela pode-se ver que a tensão da linha passaria a ter o dobro da amplitude desejada o que

seria extremamente prejudicial para o sistema. Para eliminar esse problema um circuito regulador de carga foi desenvolvido.

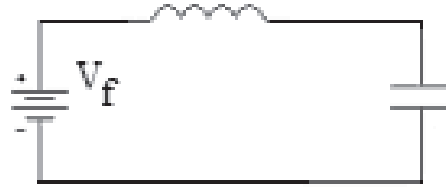


Figura 5.6 - Circuito equivalente do modulador durante a carga

$$v = V_F \left(1 - \cos \left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}} \right) \right) \quad (5.1)$$

$$v = V_F \left(1 - 3 \cos \left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}} \right) \right) \quad (5.2)$$

5.2 Circuito Proposto

Como a carga da linha de retardo é feita através da bobina duplicadora, idealizou-se uma forma de gerenciar a energia armazenada na mesma, utilizando-se o circuito da Figura 5.7. Esse circuito é composto pelas chaves S_1 e S_2 (IGBT's) e dois diodos (D_1 e D_2). Um circuito de controle que monitora a corrente da bobina duplicadora e a tensão na linha de retardo, comparando-as com os valores desejados, define o momento da comutação das chaves. O funcionamento desse circuito ocorre com o acionamento complementar de S_1 e S_2 , ou seja, se uma estiver aberta a outra estará fechada e vice versa.

Considerando-se o circuito inicialmente descarregado, quando a chave S_1 for acionada inicia-se a carga da linha de retardo, monitorando-se a tensão sobre a mesma. Uma corrente proveniente do conversor CC/CC irá passar por S_1 , pela bobina duplicadora e irá carregar o modulador de pulsos, como mostrado na Figura 5.8. O circuito equivalente à essa etapa de condução é o mesmo mostrado na Figura 5.6. As equações (5.3) e (5.4) descrevem a tensão na

linha de retardo e a corrente na bobina duplicadora onde V_C representa a carga residual da linha de retardo. Como esse circuito mantém a característica de duplicador de tensão, a tensão na carga pode subir até duas vezes o valor da tensão de saída do conversor.

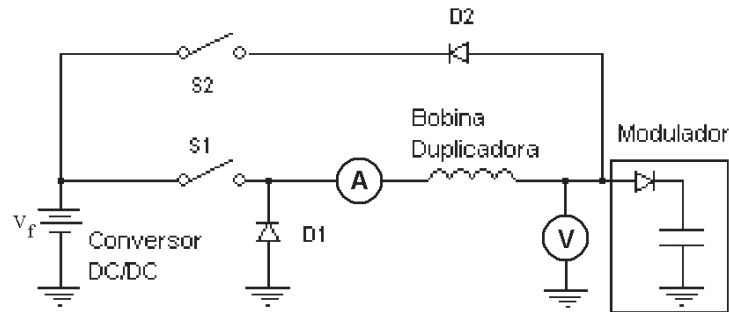


Figura 5.7 - Circuito de regulação de carga

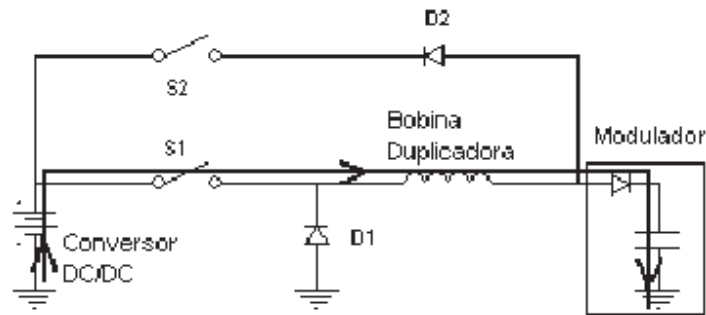


Figura 5.8 - Circuito de regulação de carga durante a carga do modulador de pulsos

$$v = V_F - (V_F - V_C) \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}}\right) \quad (5.3)$$

$$i = (V_F - V_C) \sqrt{\frac{C_T}{L_D}} \operatorname{sen}\left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}}\right) \quad (5.4)$$

Quando a tensão na carga atingir o valor desejado, o controlador da tensão de saída do regulador de carga, baseado em um comparador de tensão, ordena a abertura da chave S_1 e o fechamento da chave S_2 . Se a tensão na carga for maior do que a tensão do conversor, a energia armazenada na bobina duplicadora é devolvida ao conversor, como apresentado na Figura 5.9.

Se a tensão na linha de retardo for menor do que a tensão do conversor, a linha continua se carregando até a energia da bobina duplicadora ser esgotada ou a tensão da linha se igualar à tensão do conversor. Como o regulador de carga deve interromper a carga do modulador quando a tensão desejada na linha de retardo for atingida, a tensão final do modulador de pulsos não será necessariamente igual a duas vezes a tensão de entrada do circuito regulador de carga. Isso permite que fontes com valores de tensão de saída superiores à metade da tensão desejada na linha de retardo possam ser utilizadas. O circuito equivalente dessa etapa de condução é apresentado na Figura 5.10. A equação (5.5) descreve a corrente pelo indutor, onde I_{OFF} representa a corrente no indutor quando S_1 abre e t é o tempo contado desde o instante dessa abertura. A tensão na linha mantém-se constante até que o modulador dispare. A Figura 5.11 mostra as formas de onda dos acionamentos das chaves S_1 e S_2 , das tensões de entrada e saída da bobina duplicadora, da tensão da linha de retardo e da corrente pela bobina duplicadora.

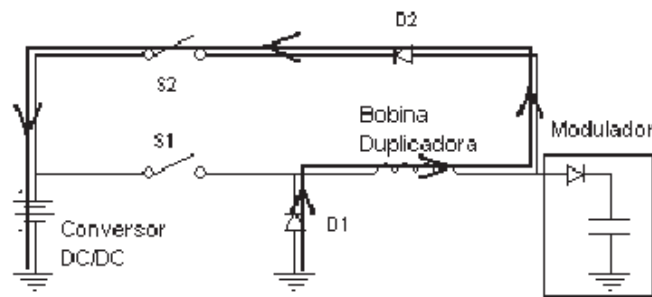


Figura 5.9 - Circuito de regulação de carga durante a descarga da energia da bobina duplicadora



Figura 5.10 - Circuito Equivalente durante a devolução de energia para a fonte

$$i = I_{OFF} - \frac{V_F \cdot t}{L_D} \tag{5.5}$$

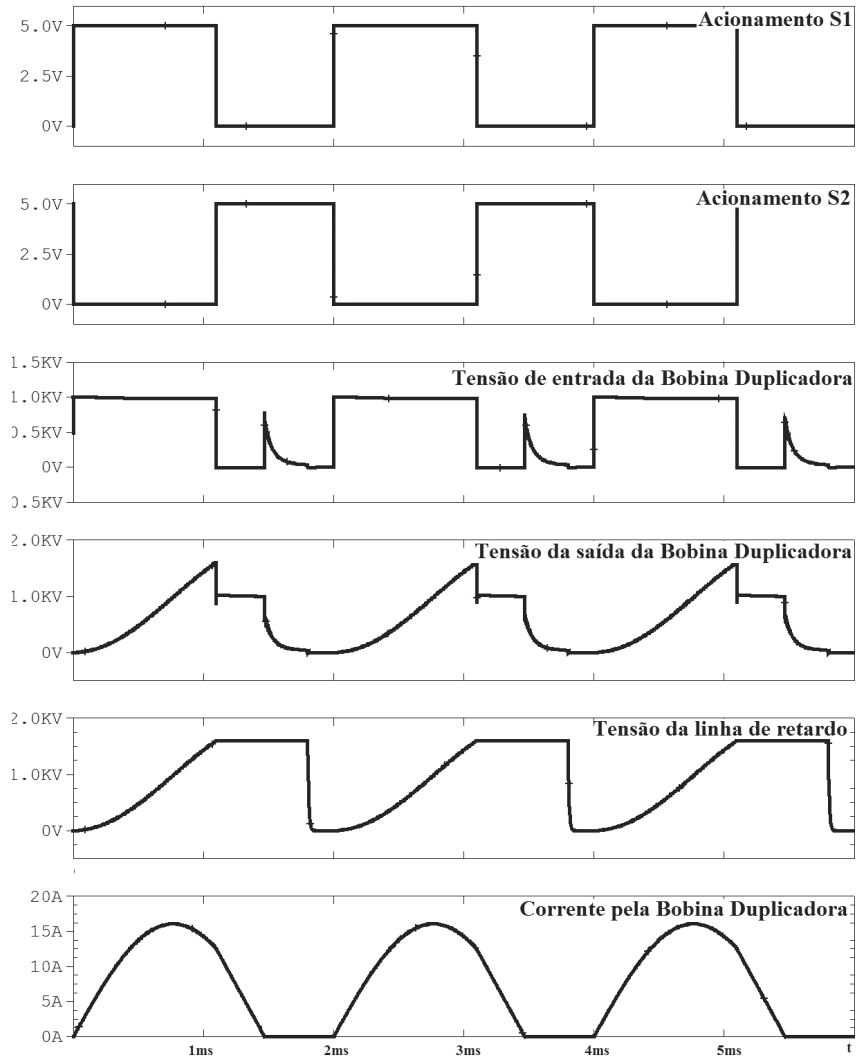


Figura 5.11 – Simulação das formas de onda do regulador de carga

A Figura 5.12 apresenta uma comparação entre a operação do circuito sem regulador de carga (linha fina) e com regulador de carga (linha grossa), onde são mostradas a corrente da bobina duplicadora (1) e a tensão da linha de retardo (2). Pode-se observar que os dois circuitos operam de forma similar até o ponto em que a tensão atinge o valor desejado. O circuito que não possui regulador de carga carrega a linha de retardo até que a energia da bobina duplicadora seja totalmente descarregada. Já o circuito com regulador de carga, após atingir o valor de

tensão desejado, mantém a tensão da linha de retardo nesse valor e devolve o excedente da energia da bobina duplicadora para fonte de alimentação. Essa devolução ocorre na região preenchida de cinza na curva da corrente. É interessante notar que a corrente do circuito sem regulador de carga é um meio ciclo de senóide enquanto a corrente do circuito com o regulador de carga é senoidal só até o momento em que o circuito passa a devolver corrente para a fonte. Deste instante em diante a corrente passa a ter uma inclinação constante, o que já era previsto por (5.5).

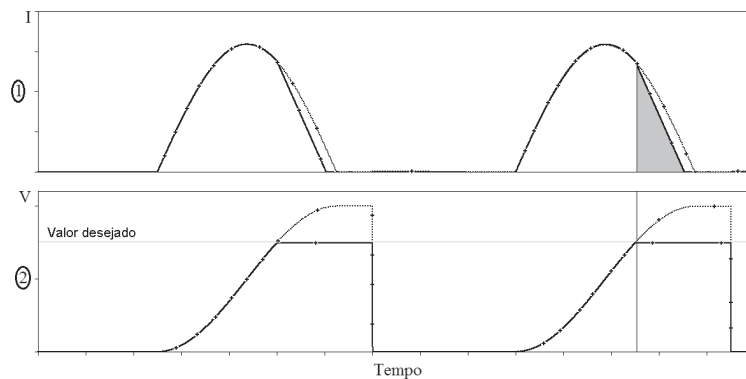


Figura 5.12 - Comparação entre os circuitos sem e com regulador de carga
 Onda (1) - corrente da bobina duplicadora; Onda (2) - tensão da linha de retardo

5.3 Limitações do regulador de carga

O circuito regulador de carga possui algumas limitações que devem ser consideradas no projeto. No caso de um ciclo de operação onde a carga da linha não foi completamente descarregada ($Z_0 < Z_L$), existe um valor máximo de tensão residual permissível. Se o valor de tensão presente na linha for maior do que esse limiar, a tensão de carga do próximo ciclo não atingirá o valor desejado. Analisando o caso limite tem-se:

$$V_{linha} = V_F - (V_F - V_C) \cdot (-1) = 2V_F - V_C \therefore V_C = 2V_F - V_{linha} \quad (5.6)$$

onde V_{linha} é a tensão de trabalho da linha de retardo. Caso o valor da tensão residual seja maior do que o apontado em (5.6) não existirá carga total da linha, como é mostrado na Figura 5.13. Se o valor de tensão residual da linha for maior que o definido por (5.6), a tensão máxima da linha pode ser calculada por

$$V_{linha} = V_F + |V_F - V_C| \tag{5.7}$$

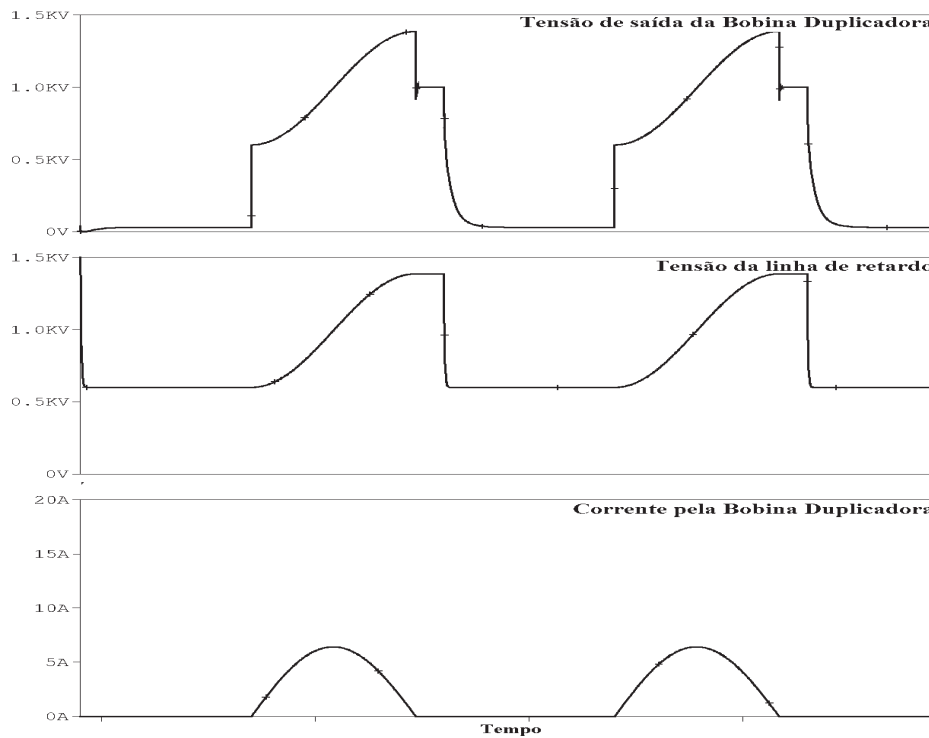


Figura 5.13 - Carga incompleta da linha devido à tensão residual

A Figura 5.14 mostra como será a tensão final da linha em função da carga residual. A pior situação ocorrerá quando a tensão residual for igual à tensão da fonte. Nesse caso a linha de retardo não receberá nenhuma carga.

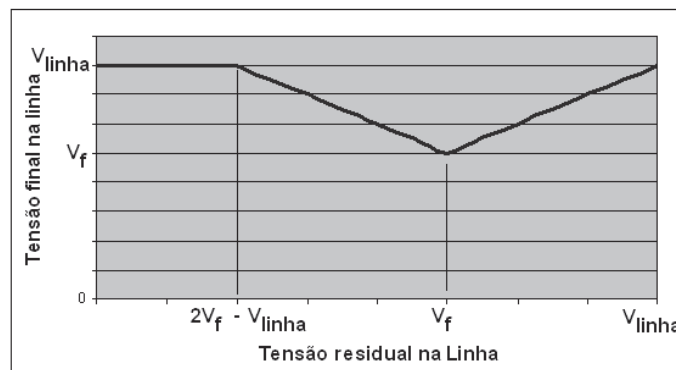


Figura 5.14 - Relação entre carga residual e tensão final da linha

Uma outra questão se refere ao efeito *backswing*. A tensão negativa do capacitor da linha fará com que comece a fluir corrente pelo diodo D_1 e pela bobina duplicadora, o que irá carregar a linha, conforme mostrado na Figura 5.15. Se essa carga for muito alta, a tensão residual pode ocasionar o mesmo problema da descarga incompleta, ou seja, tensão final da linha de retardo menor do que a desejada. As formas de onda para esse tipo de ocorrência são apresentadas na Figura 5.16.

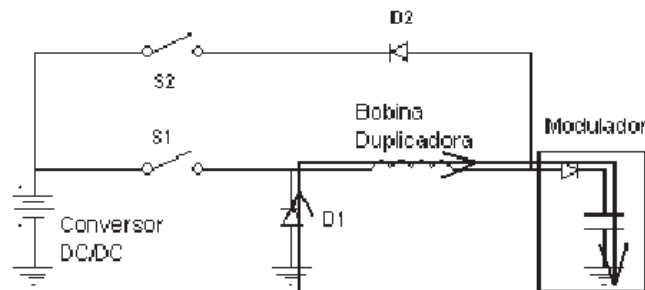


Figura 5.15 - Carga de linha devido ao efeito de backswing

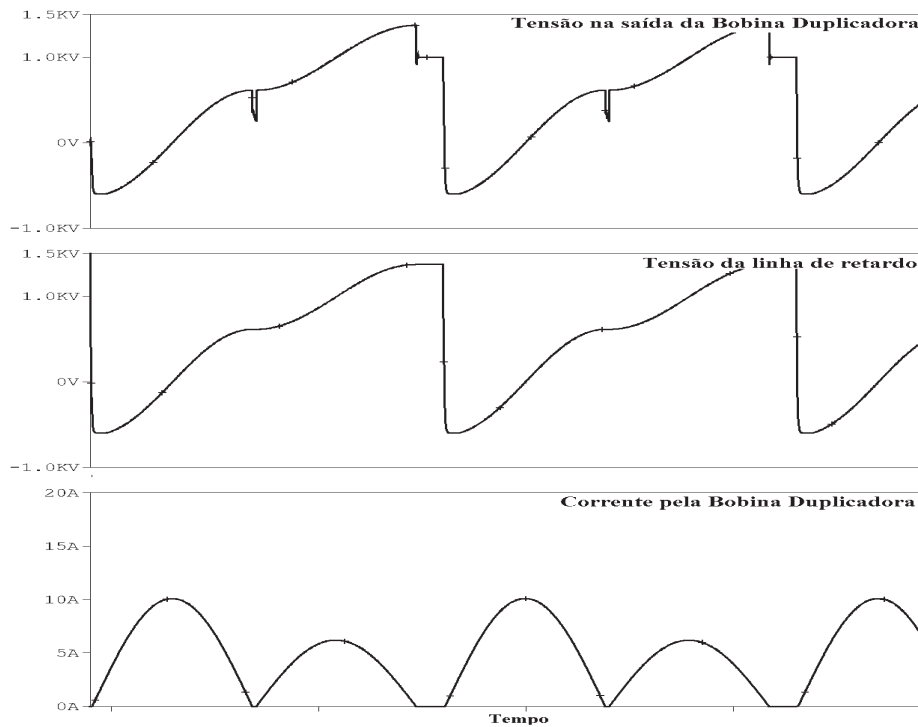


Figura 5.16 - Formas de onda de uma carga incompleta devido ao efeito backswing

Para evitar essa carga insuficiente da linha devido ao descasamento entre modulador e carga, pode-se ajustar o tempo entre o disparo do modulador e um novo ciclo de carga para garantir a carga completa da linha.

A carga negativa da linha de retardo poderia resultar em uma oscilação, como mostrado na Figura 5.17(A). A equação dessa onda é

$$v_A = V_C \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}} + \pi\right) \tag{5.8}$$

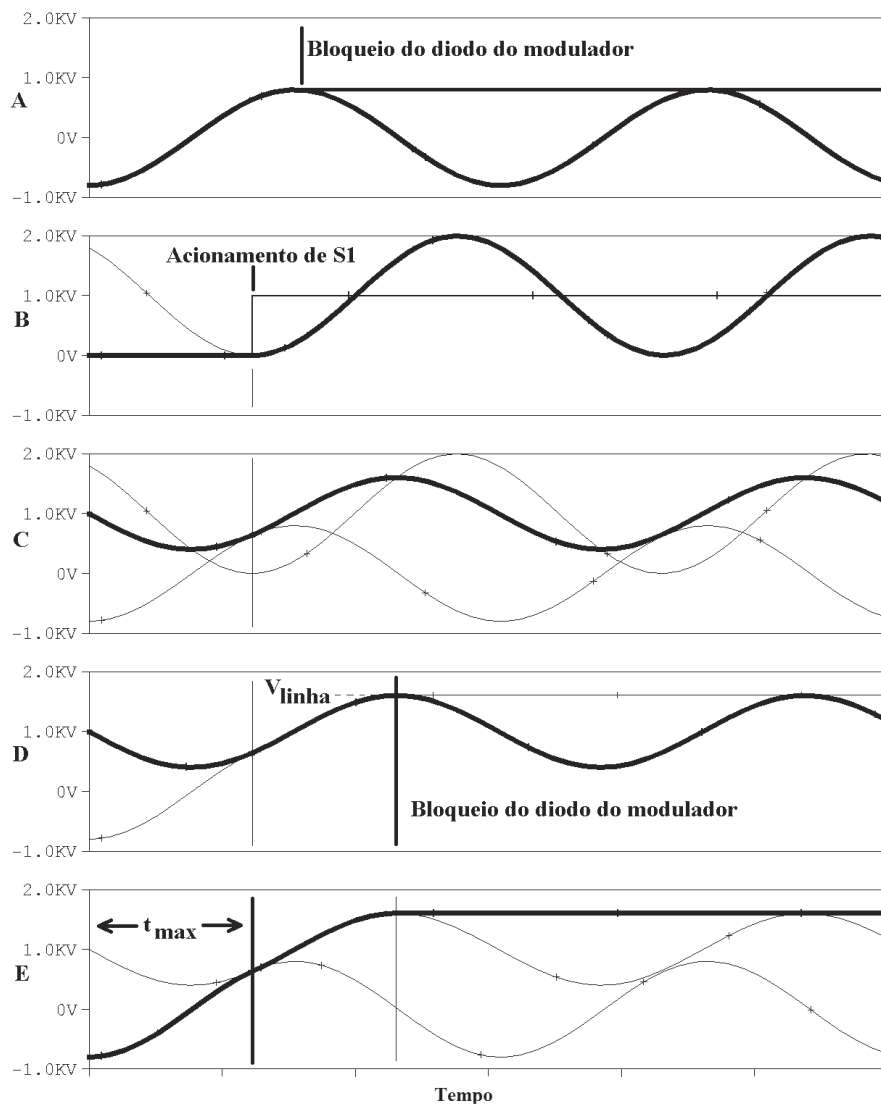


Figura 5.17 - Análise da carga do modulador

Como o diodo de bloqueio impede ao retorno de corrente assim que o valor máximo de tensão na linha de retardo é atingido, a linha fica carregada com uma tensão positiva. Essa tensão pode limitar ou até impedir o carregamento completo. Quando chave S_1 é acionada durante o período em que o modulador ainda está sendo carregado pela tensão residual, uma nova onda surge (Figura 5.17(B)). A equação dessa onda é apresentada em (5.9).

$$v_B = V_F + V_F \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}} + \frac{t_{limite}}{\sqrt{L_D C_T}}\right) \quad (5.9)$$

As ondas descritas em (5.8) e (5.9) se somam. Como ambas são senoidais e de mesma frequência, essa soma resulta em uma onda também senoidal de mesma frequência das anteriores, conforme apresentado na Figura 5.17(C). Matematicamente, tem-se:

$$v_C = V_C \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}} + \pi\right) + V_F + V_F \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}} + \pi - \frac{t_{S1}}{\sqrt{L_D C_T}}\right) \quad (5.10)$$

onde t_{S1} é a diferença de tempo entre o disparo do modulador e o acionamento da chave S_1 . (5.10) pode ser escrita como

$$A \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}} + \phi\right) + V_F = V_C \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}} + \pi\right) + V_F + V_F \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_D C_T}} + \pi - \frac{t_{S1}}{\sqrt{L_D C_T}}\right) \quad (5.11)$$

onde

$$A = \sqrt{\left(V_C \cos(\pi) + V_F \cos\left(\pi - \frac{t_{S1}}{\sqrt{L_D C_T}}\right)\right)^2 + \left(V_C \text{sen}(\pi) + V_F \text{sen}\left(\pi - \frac{t_{S1}}{\sqrt{L_D C_T}}\right)\right)^2} \quad (5.12)$$

$$A = \sqrt{\left(-V_C + V_F \cos\left(\pi - \frac{t_{S1}}{\sqrt{L_D C_T}}\right)\right)^2 + \left(V_F \text{sen}\left(\pi - \frac{t_{S1}}{\sqrt{L_D C_T}}\right)\right)^2} \quad (5.13)$$

$$A = \sqrt{V_C^2 - 2V_C V_F \cos\left(\frac{t_{limite}}{\sqrt{L_D C_T}}\right) + \left(V_F \cos\left(\pi - \frac{t_{S1}}{\sqrt{L_D C_T}}\right)\right)^2 + \left(V_F \text{sen}\left(\pi - \frac{t_{S1}}{\sqrt{L_D C_T}}\right)\right)^2} \quad (5.14)$$

$$V_{linha} - V_F = A = \sqrt{V_C^2 - 2V_C V_F \cos\left(\pi - \frac{t_{S1}}{\sqrt{L_D C_T}}\right) + V_F^2} \quad (5.15)$$

O valor de pico de V_{linha} é o valor da tensão na linha de retardo no momento em que o diodo do modulador bloqueia a corrente (como mostrado na Figura 5.17(D)) e, portanto, o valor de tensão desejado para a operação do radar. Assim,

$$\cos\left(\pi - \frac{t_{S1}}{\sqrt{L_D C_T}}\right) = \frac{V_C^2 + V_F^2 - (V_{linha} - V_F)^2}{2V_C V_F} \quad (5.16)$$

$$\pi - \frac{t_{S1}}{\sqrt{L_D C_T}} = \arccos\left(\frac{V_C^2 + V_F^2 - (V_{linha} - V_F)^2}{2V_C V_F}\right) \quad (5.17)$$

$$t_{S1} = \sqrt{L_D C_T} \left(\pi - \arccos\left(\frac{V_C^2 + V_F^2 - (V_{linha} - V_F)^2}{2V_C V_F}\right) \right) \quad (5.18)$$

Em (5.18) pode-se ver que existe uma relação que liga o valor de tensão residual reversa na linha de retardo e o tempo de acionamento do regulador para que a tensão desejada na linha possa ser atingida. Representando-se graficamente (5.18) chega-se à Figura 5.18, que mostra que existe um valor de tensão residual crítico, o qual irá definir o tempo máximo entre a descarga do modulador e o acionamento do novo ciclo de carga. Esse tempo é representado na Figura 5.17(E), que mostra a forma de onda final da carga do modulador.

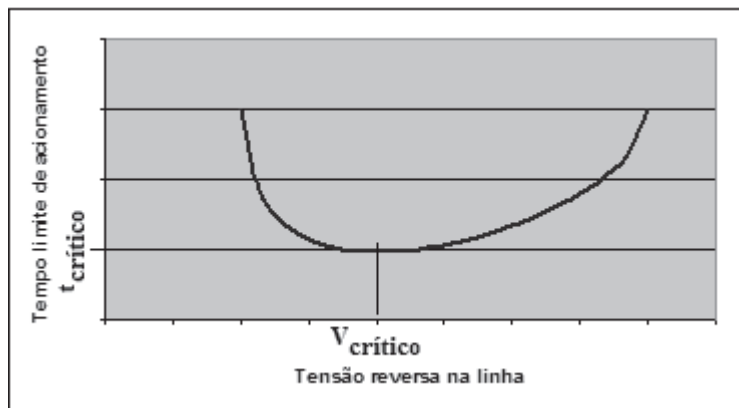


Figura 5.18 - Tempo limite para o acionamento de S_1

O valor crítico de tensão é o valor mínimo de (5.18) e é definido por

$$\frac{d}{dV_C} \left(\frac{V_C^2 + V_F^2 - (V_{linha} - V_F)^2}{2V_C V_F} \right) = 0 \quad (5.19)$$

$$\frac{2V_C}{2V_C V_F} - \frac{V_C^2 + V_F^2 - (V_{linha} - V_F)^2}{2V_C^2 V_F} = 0 \quad (5.20)$$

$$2V_C^2 = V_C^2 + V_F^2 - (V_{linha} - V_F)^2 \quad (5.21)$$

$$V_C = \sqrt{V_F^2 - (V_{linha} - V_F)^2} \quad (5.22)$$

O valor da tensão residual resultante de (5.22) será o valor crítico em relação á carga da linha. Ou seja,

$$V_{Crítico} = \sqrt{V_F^2 - (V_{linha} - V_F)^2} \quad (5.23)$$

e o momento onde ocorre esse valor de tensão é

$$t_{Crítico} = \sqrt{L_D C_T} \left(\pi - \arccos \left(\frac{\sqrt{V_F^2 - (V_{linha} - V_F)^2}}{V_F} \right) \right) \quad (5.24)$$

O projeto do regulador de carga deve ser feito de tal forma que o acionamento da chave S_1 ocorra em um tempo menor do que $t_{Crítico}$. Isso garante que a linha de retardo será carregada com a tensão desejada independentemente do valor da tensão residual reversa presente no modulador em decorrência do descasamento do mesmo com a carga.

Capítulo 6

Projeto, simulação e resultados práticos

6.1 Projeto do conversor

A válvula *magnetron* do radar no qual será usado o conversor apresenta tensão de operação de 40kV e corrente de 55A. Esta válvula será excitada por um modulador de pulsos com duas linhas de retardo diferentes. Uma linha de retardo deverá ter largura de pulso de 0,85μs e a outra deverá ter largura de pulso de 1,7μs. Ambas operarão com PRF de 585Hz. O transformador de pulsos utilizado tem uma relação de transformação de 1:50 e a bobina duplicadora tem uma indutância de 15mH. As necessidades de alimentação dos dois modos de operação do modulador devem ser calculadas, adotando-se para o projeto a situação mais crítica, ou seja, o modo de operação que consuma mais energia do conversor. A impedância da válvula é dada por (6.1).

$$Z_V = \frac{V_V}{I_V} = \frac{40000}{55} = 727\Omega \quad (6.1)$$

6.1.1 NECESSIDADES DE ALIMENTAÇÃO DA LINHA DE RETARDO DE 0,85 MICROSEGUNDOS

A capacitância total da linha de retardo de 0,85μs pode ser calculada por (2.12).

$$C_T = \frac{\Delta_V N^2}{2Z_V} = \frac{0,85\mu s \cdot 50^2}{2 \cdot 727} = 1,5\mu F \quad (2.12)$$

A tensão de saída do conversor necessária para alimentar essa linha é dada por (2.34).

$$V_F = \frac{V_V}{N} = \frac{40000}{50} = 800V \quad (2.34)$$

A corrente média do modulador é definida por (2.50) e a potência média consumida pelo modulador, por (2.52).

$$\bar{I}_F = 2C_T V_F PRF = 2 \cdot 1,5\mu \cdot 800 \cdot 585 = 1,4A \quad (2.50)$$

$$P_F = \frac{\Delta_V (V_V)^2 PRF}{Z_V} = \frac{0,85\mu(40000)^2 585}{727} = 1094W \quad (2.52)$$

Além disso, a restrição apresentada em (2.42) tem que ser respeitada. Se (2.42) não for atendida, a carga da linha não ocorrerá em tempo hábil e, conseqüentemente, um outro valor de indutância para a bobina duplicadora terá que ser escolhido.

$$L_D \leq \frac{2Z_V}{\Delta_V (\pi \cdot N \cdot PRF)^2} \therefore 0,015 \leq \frac{2 \cdot 727}{0,85\mu(\pi \cdot 50 \cdot 585)^2} \therefore 0,015 \leq 0,203 \quad (2.42)$$

6.1.2 NECESSIDADES DE ALIMENTAÇÃO DA LINHA DE RETARDO DE 1,7 MICROSEGUNDOS

A capacitância total da linha de retardo de 1,7 μ s pode ser calculada por (2.12).

$$C_T = \frac{\Delta_V N^2}{2Z_V} = \frac{1,7\mu \cdot 50^2}{2 \cdot 727} = 2,9\mu F \quad (2.12)$$

A tensão de saída do conversor necessária para alimentar a linha de retardo de 1,7 μ s é igual a da linha de retardo de 0,85 μ s, já que se trata da mesma válvula. A corrente média que o conversor deve fornecer para o modulador é definida por (2.50) e a potência média, por (2.52).

$$\bar{I}_F = 2C_T V_F PRF = 2 \cdot 2,9\mu \cdot 800 \cdot 585 = 2,71A \quad (2.50)$$

$$P_F = \frac{\Delta_V (V_V)^2 PRF}{Z_V} = \frac{1,7\mu(40000)^2 585}{727} = 2189W \quad (2.52)$$

Verificando a restrição de tempo de carga, tem-se:

$$L_D \leq \frac{2Z_V}{\Delta_V (\pi \cdot N \cdot PRF)^2} \therefore 0,015 \leq \frac{2 \cdot 727}{1,7\mu(\pi \cdot 50 \cdot 585)^2} \therefore 0,015 \leq 0,101 \quad (2.42)$$

6.1.3 ESPECIFICAÇÃO DO CONVERSOR

Tendo em vista as considerações feitas, o conversor necessário para alimentar o modulador de pulsos deverá ter tensão de saída mínima de 800V, corrente média de 2,71A, e

potência de 2.189W, tendo sua entrada ligada a um barramento CC não regulado de 280V. Como o circuito terá um regulador de carga, o modulador se comportará como uma carga de potência constante, já que a tensão final de carga da linha de retardo será definida pelo regulador de carga e não pela tensão de saída do conversor. Optou-se por trabalhar com 1.000V de tensão de saída do conversor, o que faz com que a necessidade de corrente média diminua para 2,22A. Contudo, realizou-se o projeto para corrente média de 2,5A para ter-se uma margem de segurança. Isso eleva a potência de saída necessária para 2.500W. Optou-se pelo uso de um transformador elevador de com relação de espiras de 1:5, com tensão de entrada nominal de 300V e frequência de operação de 20kHz.

6.1.4 CÁLCULO DOS FILTROS DE SAÍDA

O cálculo do capacitor do filtro de saída pode ser feito por (4.137), adotando-se a maior capacitância entre as duas linhas de retardo, ou seja, 2,9 μ F.

$$C_C \geq 200 \cdot C_T \therefore C_C \geq 200 \cdot 2,9\mu \therefore C_C \geq 580\mu F \quad (4.137)$$

Como o valor da capacitância do capacitor do filtro de saída é muito alto, escolheu-se colocar três capacitores de 2.200 μ F/450V em série, com um resistor de 17k Ω /20W em paralelo com cada um dos capacitores para igualar-se as tensões nos mesmos, como mostrado na Figura 6.1.

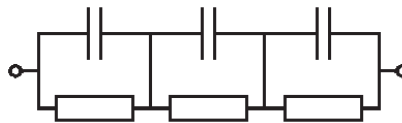


Figura 6.1 – Forma de associação dos capacitores do filtro de saída

O valor da indutância do indutor de saída pode ser calculado por (3.13) e (3.14). Em (3.14), considerou-se que o *ripple* máximo de corrente será de 10%.

$$L_{\min 1} = \frac{V_{IN} \cdot N \cdot (1 - \delta) \cdot \delta \cdot T}{0,2 \cdot I_0} = \frac{280 \cdot 5 \cdot (1 - 0,7) \cdot 0,7 \cdot 25\mu}{0,2 \cdot 2,5} = 14,7mH \quad (3.13)$$

$$L_{\min 2} = \frac{(V_{IN} \cdot N - V_{OUT}) \cdot \delta \cdot T}{0,1 \cdot I_0} = \frac{(280 \cdot 5 - 1000) \cdot 0,7 \cdot 25\mu}{0,1 \cdot 2,5} = 28mH \quad (3.14)$$

O indutor escolhido foi de 42mH.

6.1.5 OBTENÇÃO DO MODELO DO TRANSFORMADOR E DO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA

A Tabela 6.1 contém as medidas de impedância do transformador em relação à frequência de entrada. Nesta tabela, o valor da frequência é dado em rad/s enquanto o módulo da impedância é dado em ohms. A curva de impedância do transformador é apresentada na Figura 6.2. A indutância de dispersão pode ser calculada utilizando-se (4.1), tomando-se os valores da terceira parte da curva.

$$L_d = \frac{\Delta Z}{\Delta \omega} = \frac{866 - 105}{376991118,43 - 56548667,76} = 2,3\mu H \quad (4.1)$$

| Freq. | Imped. | Freq. | Imped. | Freq. | Imped. | Freq. | Imped. |
|-----------|---------|-----------|----------|-------------|--------|--------------|--------|
| 376,99 | 2,01 | 201061,93 | 7380,00 | 628318,53 | 440,00 | 31415926,54 | 40,70 |
| 628,32 | 3,36 | 207345,12 | 12200,00 | 1256637,06 | 199,00 | 37699111,84 | 59,40 |
| 3141,59 | 16,70 | 213628,30 | 29900,00 | 3141592,65 | 73,00 | 43982297,15 | 73,80 |
| 6283,19 | 33,50 | 216769,89 | 49500,00 | 6283185,31 | 28,00 | 50265482,46 | 91,10 |
| 31415,93 | 169,00 | 219911,49 | 31400,00 | 9424777,96 | 12,00 | 56548667,76 | 105,00 |
| 62831,85 | 359,00 | 226194,67 | 12900,00 | 12440706,91 | 2,40 | 62831853,07 | 120,00 |
| 125663,71 | 986,00 | 232477,86 | 7980,00 | 12566370,61 | 2,48 | 125663706,14 | 240,00 |
| 157079,63 | 1720,00 | 251327,41 | 3790,00 | 18849555,92 | 19,40 | 188495559,22 | 433,50 |
| 188495,56 | 4000,00 | 314159,27 | 1490,00 | 25132741,23 | 30,30 | 376991118,43 | 866,00 |

Tabela 6.1- Impedância do transformador em relação à frequência

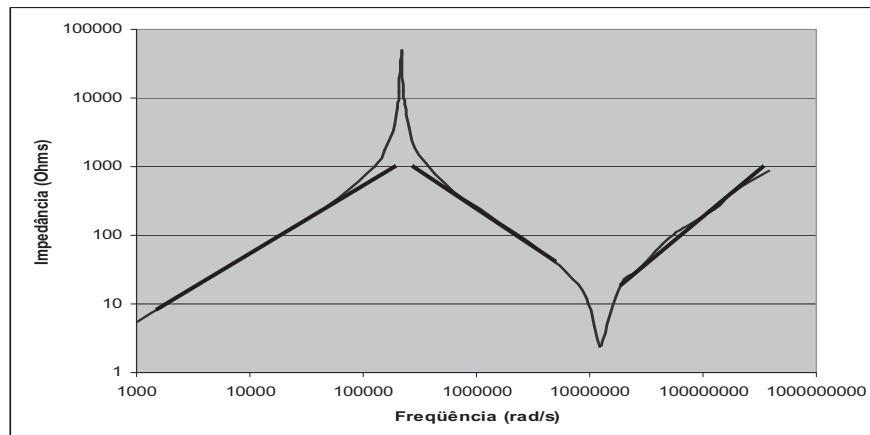


Figura 6.2- Curva de impedância do transformador

Para calcular o valor da capacitância do transformador, tomou-se três valores da segunda parte da curva, calculando-se a capacitância para cada um deles utilizando (4.2) e fazendo-se uma média aritmética dos valores utilizando-se (6.2).

$$C_1 = \frac{1}{Z_1 \cdot \omega_1} = \frac{1}{440 \cdot 628318,53} = 3,6nF \quad (4.2)$$

$$C_2 = \frac{1}{Z_2 \cdot \omega_2} = \frac{1}{199 \cdot 1256637,06} = 4,0nF \quad (4.2)$$

$$C_3 = \frac{1}{Z_3 \cdot \omega_3} = \frac{1}{73 \cdot 3141592,65} = 4,4nF \quad (4.2)$$

$$C_p = \frac{C_1 + C_2 + C_3}{3} = \frac{3,6n + 4,0n + 4,4n}{3} = 4,0nF \quad (6.2)$$

O valor da indutância de magnetização é calculado tomando-se os valores da primeira parte da curva e aplicando-se (6.3).

$$L_m = \frac{\Delta Z}{\Delta \omega} - L_d = \frac{169 - 2,01}{31415,93 - 376,99} = 5,3mH \quad (6.3)$$

A Tabela 6.2 contém as medidas de impedância do indutor do filtro de saída em relação frequência aplicada. Nesta tabela, o valor da frequência é dado em rad/s enquanto a impedância é dada em Ohms. A curva de impedância do indutor é apresentada na Figura 6.3.

| Freq. | Imped. | Freq. | Imped. | Freq. | Imped. | Freq. | Imped. |
|-----------|----------|-----------|-----------|-----------|-----------|------------|----------|
| 376,99 | 16,04 | 314159,27 | 28300,00 | 452389,34 | 170000,00 | 628318,53 | 23300,00 |
| 628,32 | 26,60 | 376991,12 | 67800,00 | 483805,27 | 79432,82 | 1256637,06 | 6900,00 |
| 3141,59 | 133,00 | 408407,04 | 164000,00 | 490088,45 | 75857,76 | 1884955,59 | 4440,00 |
| 6283,19 | 265,00 | 420973,42 | 321000,00 | 495115,00 | 74131,02 | 2513274,12 | 3200,00 |
| 31415,93 | 1330,00 | 427256,60 | 473000,00 | 499513,23 | 63095,73 | 3141592,65 | 2500,00 |
| 62831,85 | 2700,00 | 430398,19 | 508000,00 | 502654,82 | 57700,00 | 6283185,31 | 1000,00 |
| 188495,56 | 9800,00 | 433539,79 | 467000,00 | 508938,01 | 51286,14 | | |
| 251327,41 | 16100,00 | 439822,97 | 320000,00 | 565486,68 | 32700,00 | | |

Tabela 6.2- Impedância do indutor em relação à frequência

A indutância pode ser calculada utilizando-se (4.1), tomando-se os valores da primeira parte da curva.

$$L_m = \frac{\Delta Z}{\Delta \omega} = \frac{2700,00 - 16,04}{62831,85 - 376,99} = 43mH \quad (4.1)$$

Para calcular a capacitância do indutor, tomou-se três valores da segunda parte da curva, calculando-se a capacitância para cada um deles utilizando (4.2) e fazendo-se uma média aritmética dos três valores.

$$C_1 = \frac{1}{Z_1 \cdot \omega_1} = \frac{1}{3200,00 \cdot 2513274,12} = 124pF \quad (4.2)$$

$$C_2 = \frac{1}{Z_2 \cdot \omega_2} = \frac{1}{2500 \cdot 3141592,65} = 127pF \quad (4.2)$$

$$C_3 = \frac{1}{Z_3 \cdot \omega_3} = \frac{1}{1000 \cdot 6283185,31} = 159pF \quad (4.2)$$

$$C_L = \frac{C_1 + C_2 + C_3}{3} = \frac{124p + 127p + 159p}{3} = 137pF \quad (6.4)$$

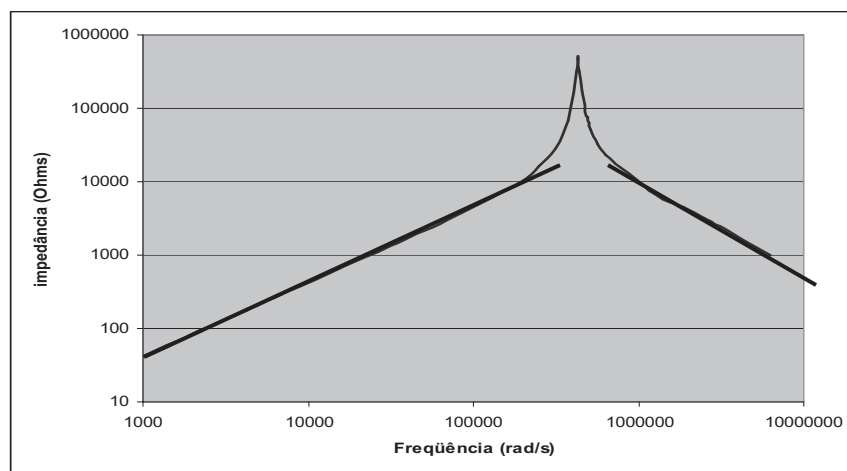


Figura 6.3- Curva de impedância do indutor

Os parâmetros do modelo equivalente do transformador e do indutor de filtro utilizados no projeto ficaram:

$$N = 1:5 ; L_m = 5,3mH ; L_d = 2,3\mu H ; C_p = 4nF ; L = 43mH ; C_L = 137pF$$

6.1.6 CÁLCULO DO INDUTOR DE AMORTECIMENTO

O valor de C_{eq} pode ser calculado por (4.7).

$$C_{eq} = n^2 \cdot C_L + C_p = 5^2 \cdot 130p + 4n = 7,4nF \quad (4.7)$$

A corrente de entrada é dada por (4.8).

$$I_S = N \cdot I_0 = 5 \cdot 2,5 = 12,5A \quad (4.8)$$

Considerando que a corrente de pico desejada na entrada do conversor seja 25% maior que a corrente de regime, podemos calcular o valor do indutor de amortecimento o para o modelo que considera a indutância de magnetização usando (4.114) e para o modelo que exclui a indutância de magnetização usando (4.125).

$$I_{pico} = \frac{V_{in}}{L_{eq} + L_m} \sqrt{\left(\frac{L_{eq} L_m C_{eq}}{L_{eq} + L_m}\right)} \left(\arccos\left(-\frac{L_{eq}}{L_m}\right) + \frac{L_m}{L_{eq}} \operatorname{sen}\left(\arccos\left(-\frac{L_{eq}}{L_m}\right)\right) \right) + I_S \quad (4.114)$$

A equação (4.114) tem que ser resolvida numericamente. O valor de L_A encontrado foi 56,0 μ H.

$$L_A = \frac{V_{in}^2 C_{eq}}{(I_{pico} - I_S)^2} - L_d = \frac{280^2 7,4n}{(15,625 - 12,5)^2} - 2,3\mu = 55,9\mu H \quad (4.121)$$

Como pode-se observar, os valores de L_A obtidos para os dois modelos é praticamente idêntico. O valor de L_A selecionado para o projeto foi de 60uH. De posse desse valor pode-se calcular o tempo “neutro” e a máxima tensão de saída que o conversor pode gerar, considerando a corrente de saída no valor nominal, ou seja, 2,5A.

$$t_{neutro} = 2 \cdot \left(\frac{I_S \cdot (L_A + L_d)}{V_{in}} + \frac{I_{pico} \cdot L_A}{V_{in}} \right) = 12,2\mu s \quad (4.127)$$

$$V_{OUT_MAX} = V_{in} \cdot N \cdot \left(\frac{T - t_{neutro}}{T} \right) = 1.058V \quad (4.130)$$

6.2 Simulação do funcionamento do conversor e medidas práticas

A simulação de funcionamento do circuito elétrico do conversor (Figura 4.25) permite obter as formas de onda de corrente (1) e tensão (2) no indutor de amortecimento, mostradas na Figura 6.4. A Figura 6.5 apresenta o resultado das medições de corrente e tensão no indutor de amortecimento realizadas no conversor real. Nelas pode-se ver que não existem picos de corrente apreciáveis no início do chaveamento. Os resultados das simulações da corrente (1) e da tensão (2) na entrada do transformador mostradas na Figura 6.6. A Figura 6.7 apresenta as medições obtidas no conversor da corrente e da tensão na entrada do transformador. Nela pode-se ver que após o pico de corrente inicial a oscilação de maior frequência é atenuada rapidamente.

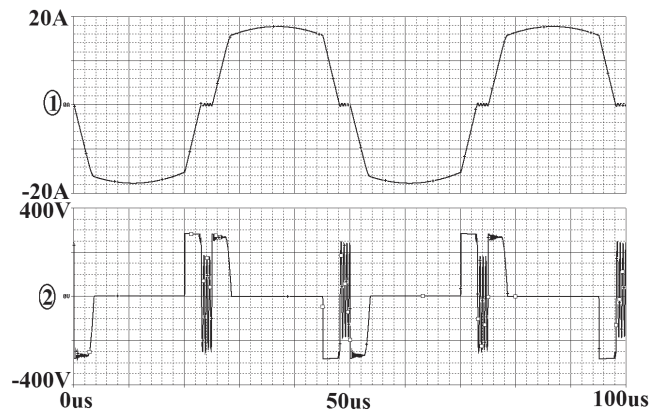


Figura 6.4- Corrente (1) e tensão (2) do indutor de amortecimento obtidas por simulação

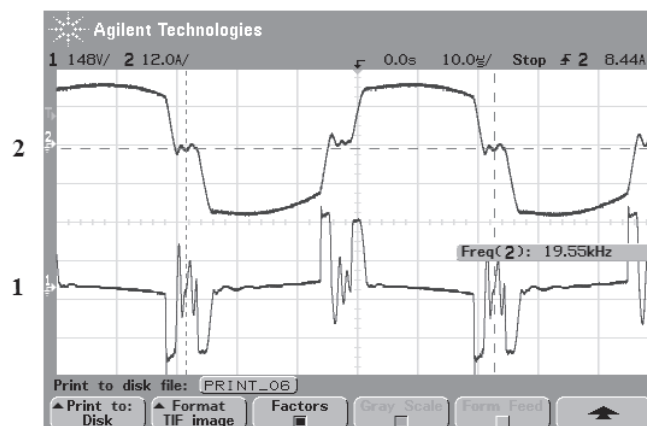


Figura 6.5- Corrente (2) e tensão (1) do indutor de amortecimento no conversor real

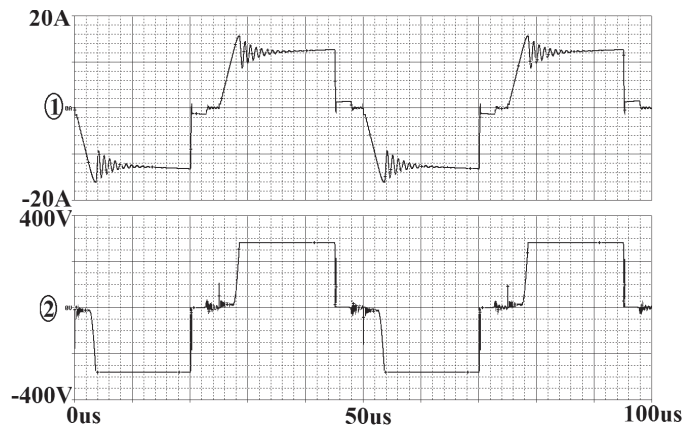


Figura 6.6- Corrente (1) e tensão (2) do primário do transformador obtidas por simulação

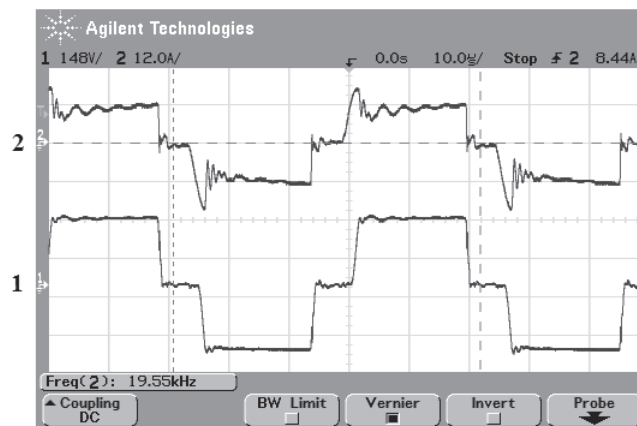


Figura 6.7- Corrente (2) e tensão (1) do primário do transformador no conversor real

Nota-se que no sistema real aparece uma oscilação com frequência menor do que a que aparece na simulação. Como a medida de corrente foi feita utilizando-se uma ponta de prova especial para a medida de corrente (e não através da medida da queda de tensão sobre um resistor série de baixo valor), alguns problemas de resposta em frequência podem ter ocorrido. Outro ponto importante é que o transformador apresenta outras capacitâncias parasitas que foram ignoradas no modelo e que podem alterar o comportamento do circuito. Todavia, a semelhança entre as formas de onda é razoável, o que indica que o modelo é adequado.

Na Figura 6.8 é apresentada a corrente na chave S_4 obtida por simulação. Nela pode-se ver que não existem picos consideráveis durante o chaveamento, principalmente no seu início.

Nesta figura é possível notar a existência de valores negativos na corrente, fruto da devolução da energia do indutor para a fonte.

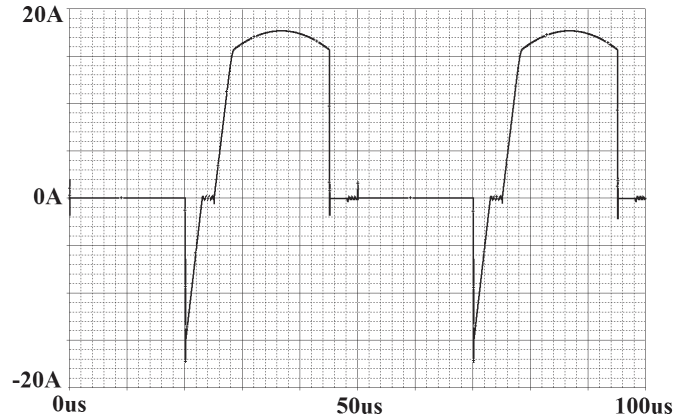


Figura 6.8- Corrente na chave S_4 obtida por simulação

A Figura 6.9 apresenta a corrente real na chave S_4 . Vê-se que ela é bastante semelhante à Figura 6.8, demonstrando que o modelo adotado tem boa precisão para descrever o circuito.

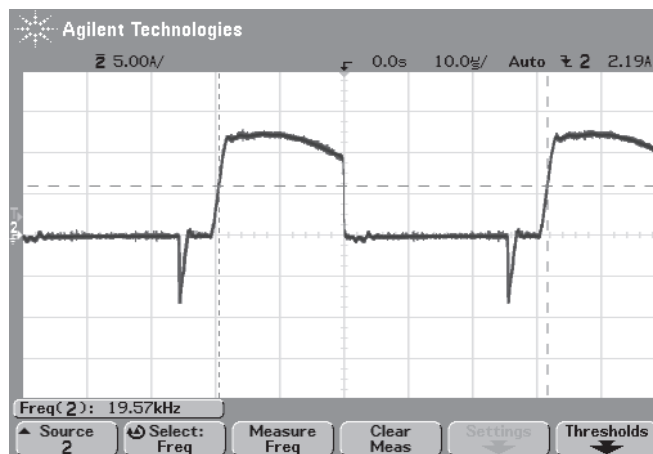


Figura 6.9- Corrente real na chave S_4

A montagem final do conversor CC/CC pode ser vista na Figura 6.10, onde é destacado o indutor de amortecimento. A escolha desse indutor deve ser bastante rigorosa, já que a variação de corrente que passa por ele é muito alta, o que leva a uma dissipação de energia intensa no núcleo, bem diferente do que se espera de um indutor de filtro, onde um *ripple* de corrente baixo é esperado.

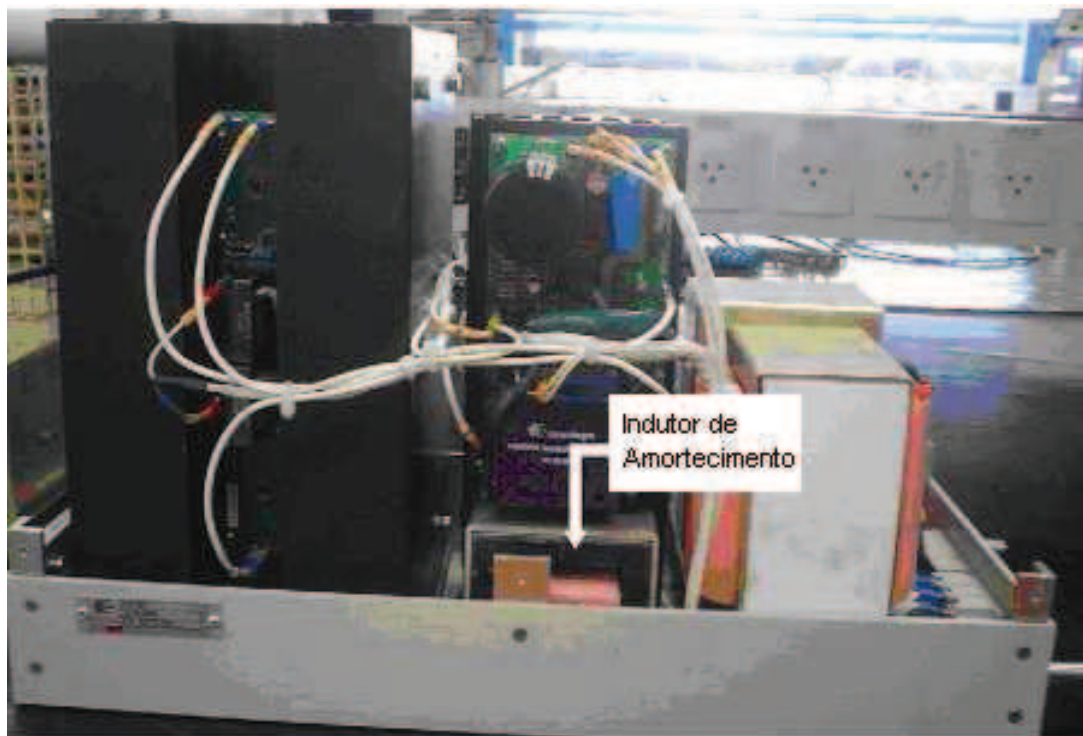


Figura 6.10- Montagem final do conversor CC/CC

6.3 Simulação do regulador de carga e medidas práticas

O regulador de carga deve operar em uma PRF de 585Hz com tensão de entrada de 1000V, carregando o modulador de pulsos através de uma bobina duplicadora com indutância de 15mH. A corrente de pico demandada durante a carga do modulador de pulsos será definida por (2.37), onde deve-se considerar o maior valor de capacitância entre as duas linhas, ou seja, 2,9 μ F.

$$\hat{I}_F = V_F \sqrt{\frac{C_T}{L_D}} = 1000 \sqrt{\frac{2,9\mu}{15m}} = 13,9A \quad (2.37)$$

Assim, o regulador de carga não pode cortar o carregamento da linha de retardo para correntes inferiores a 13,9A e deve limitar a tensão da linha de retardo em 1600V. Para ter-se uma margem o valor do limite de corrente foi fixado em 20A.

O tempo entre o disparo do modulador de pulsos e o início do próximo ciclo de carga da linha de retardo deve ser ajustado para que a linha de retardo atinja a tensão final desejada

independentemente da existência de tensões residuais reversas na linha. Os valores máximos para esse tempo limite do início da carga podem ser calculados para cada linha de retardo por (5.24).

$$t_{Crítico} (0,85 \mu s) = \sqrt{L_D C_T} \left(\pi - \arccos \left(\frac{\sqrt{V_F^2 - (V_F - V_{linha})^2}}{V_F} \right) \right) = 399 \mu s \quad (5.24)$$

$$t_{Crítico} (1,7 \mu s) = \sqrt{L_D C_T} \left(\pi - \arccos \left(\frac{\sqrt{V_F^2 - (V_F - V_{linha})^2}}{V_F} \right) \right) = 565 \mu s \quad (5.24)$$

As simulações e medições foram feitas considerando-se o uso da linha de 1,7 μ . Os resultados da simulação do funcionamento do regulador de carga (circuito mostrado na Figura 5.7) alimentando o modulador com carga nominal ($Z_L = Z_0$) são exibidos pela Figura 6.11. São mostradas a tensão no anodo do diodo de bloqueio (1) e a corrente da bobina duplicadora (2). A Figura 6.12 mostra a simulação da tensão no anodo do diodo de bloqueio (1) e a corrente da bobina duplicadora (2) para o circuito operando com carga de impedância acima da nominal ($Z_0 < Z_L$), enquanto a Figura 6.13 mostra a simulação da tensão no anodo do diodo de bloqueio (1) e a corrente da bobina duplicadora (2) para o circuito operando com carga abaixo da nominal ($Z_0 > Z_L$).

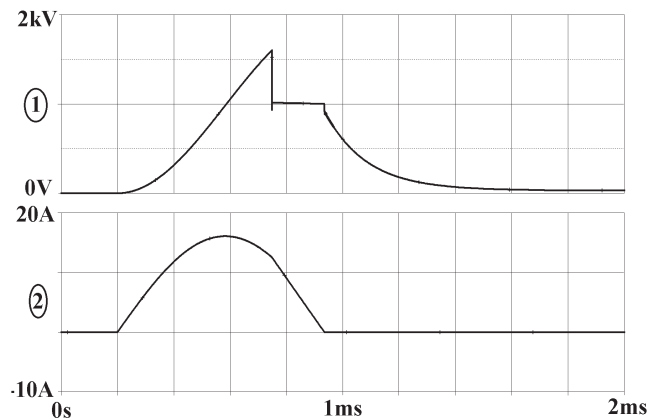


Figura 6.11- Simulação da tensão de saída do regulador de carga (1) e da corrente pela bobina duplicadora (2) para carga com $Z_L = Z_0$

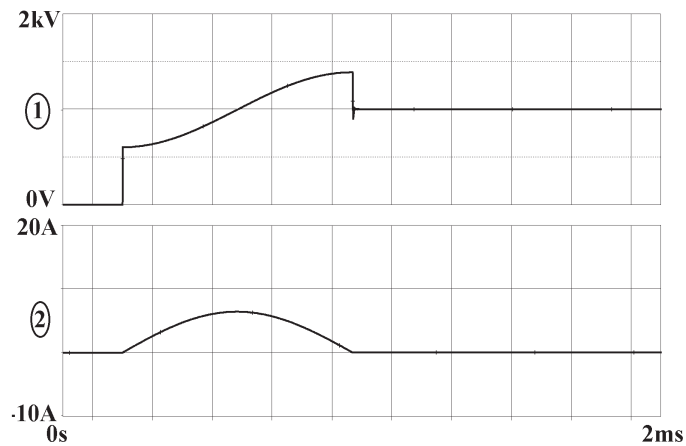


Figura 6.12 - Simulação da tensão de saída do regulador de carga (1) e da corrente pela bobina duplicadora (2) para carga com $Z_L > Z_0$

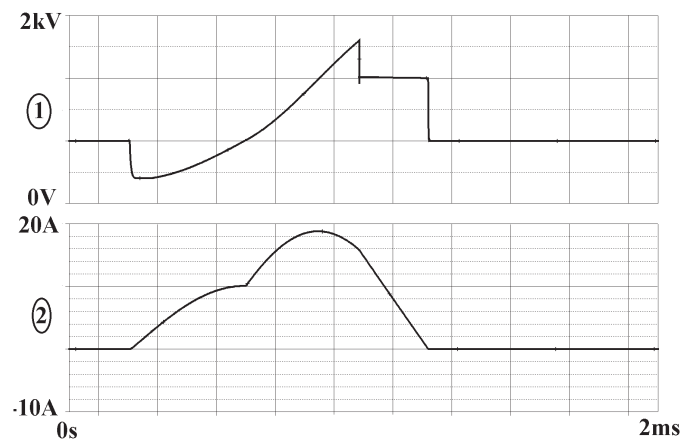


Figura 6.13 - Simulação da tensão de saída do regulador de carga (1) e da corrente pela bobina duplicadora (2) para carga com $Z_L < Z_0$

Um registro das formas de onda do regulador de carga pode ser visto na Figura 6.14, onde temos a tensão no anodo do diodo de bloqueio e a corrente pela bobina duplicadora. A Figura 6.15 é a mesma medição apresentada na Figura 6.14, onde dividiu-se a corrente da bobina duplicadora em duas partes. A primeira parte (A, em cinza claro) representa a parcela da corrente que carrega a linha de retardo. A segunda parte (B, em cinza escuro) representa a parcela de energia devolvida á fonte. Isso indica uma recuperação de aproximadamente 240W, o que é mais de 10% da energia consumida pelo modulador. A Figura 6.16 mostra uma foto do circuito final do regulador de carga com a bobina duplicadora.

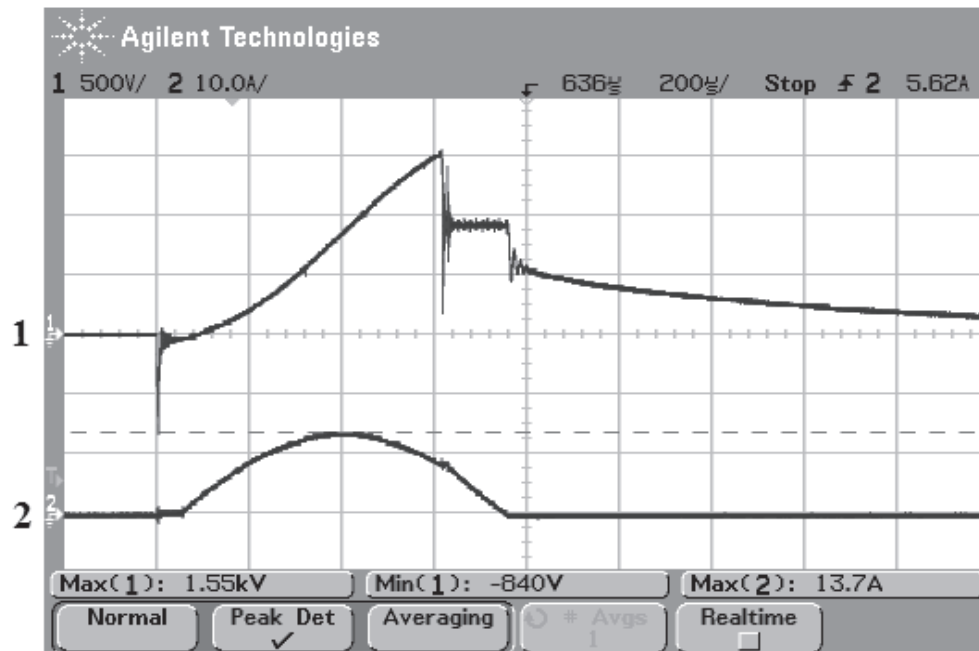


Figura 6.14– Medição de tensão de saída (1) e corrente da bobina duplicadora (2) do circuito regulador de carga

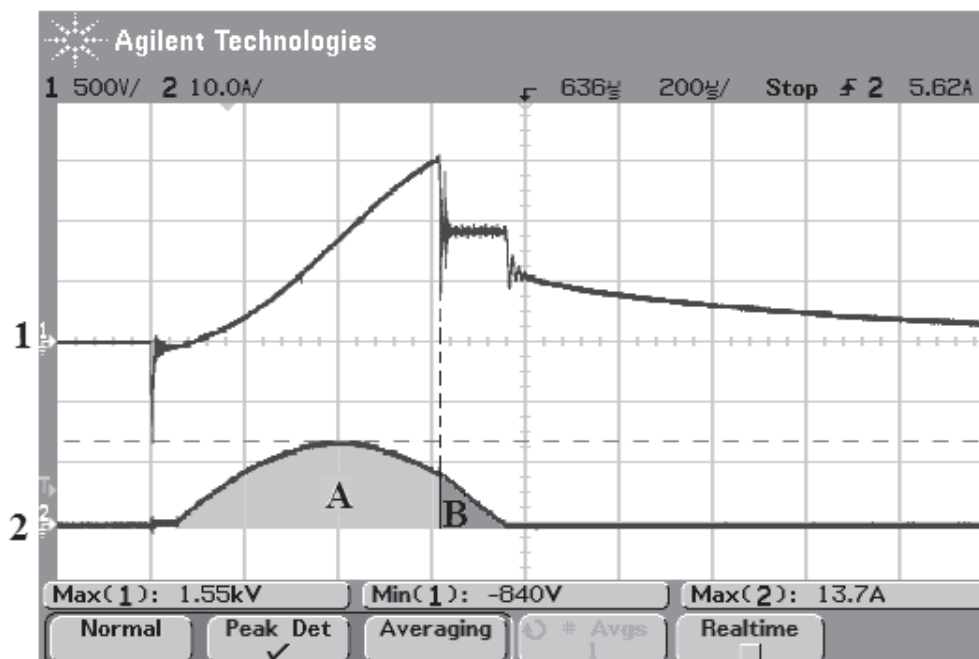


Figura 6.15 – Medição de tensão de saída (1) e corrente da bobina duplicadora (2) do circuito regulador de carga, destacando a energia devolvida à fonte pelo regulador de carga

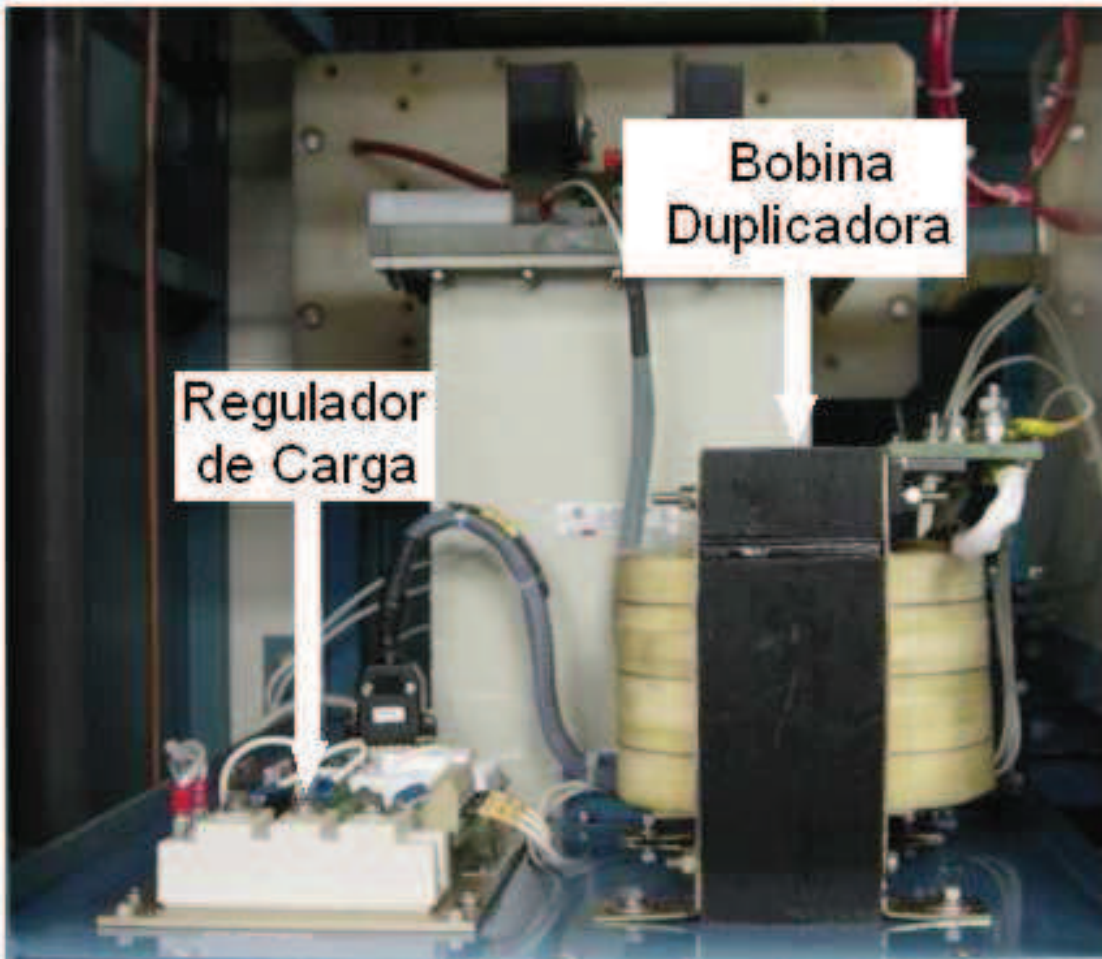


Figura 6.16 - Montagem final do regulador de carga

Capítulo 7

Conclusão

7.1 Conclusões sobre o projeto

O método utilizado para a obtenção dos modelos matemáticos dinâmicos equivalentes do transformador e do indutor do filtro de saída utilizando-se o medidor de impedâncias aplica baixos sinais ao componente, o que desconsidera vários tipos de perdas e não linearidades do mesmo. Contudo, ao se comparar o resultado das simulações com os resultados práticos pode-se ver uma grande correlação entre eles, o que leva a crer que os modelos possuem uma precisão razoável. A adoção do medidor de impedâncias para o levantamento das características dos elementos indutivos de potência parece ser uma solução simples e eficaz e que pode auxiliar muito no projeto do conversor.

No estudo do conversor CC/CC proposto, fez-se o uso de dois modelos para o transformador elevador, sendo que um considerava a indutância de magnetização e o outro não. Os resultados obtidos para o valor da indutância do indutor de amortecimento e para os tempos “neutros” bem como o resultado das simulações de ambos foram muito parecidos. Contudo, o uso do modelo equivalente de transformador sem a indutância de magnetização (Figura 4.44) leva a um equacionamento que produz uma expressão simples para a obtenção do valor do indutor de amortecimento. Esse modelo não prejudica o projeto do conversor em casos onde a indutância de magnetização é muito maior do que a indutância de dispersão.

A utilização de um indutor de amortecimento no chaveamento do conversor CC/CC elevador de tensão em ponte completa provou ser uma alternativa que elimina o pico dos chaveamentos e que possibilita o uso de controladores PWM. Vale ressaltar que a escolha desse indutor deve ser criteriosa, pois ele é submetido a um *ripple* de corrente muito elevado e se a escolha do indutor se basear apenas no valor de pico de corrente, ele poderá ser danificado pelo aquecimento devido ao excesso de dissipação de potência.

O conversor CC/CC utilizado ocupou um espaço físico bem inferior ao do sistema eletromecânico anterior, não necessitando mais de motores para promover a variação da tensão de saída. Contudo, o conversor CC/CC ainda teve que usar filtros capacitivos de saída de grande valor devido à natureza do modulador de pulsos. Outro ponto importante é que esse conversor, por se tratar de um circuito chaveado, gera mais ruídos do que uma fonte linear, o que pode gerar interferências difíceis de serem eliminadas, principalmente dentro de um radar, equipamento que trabalha com pulsos da ordem de dezenas de milhares de Volts e recebe sinais da ordem de centenas de micro Volts.

O regulador de carga trouxe várias vantagens ao sistema. Como a tensão da linha de retardo do modulador é ajustada pelo circuito regulador de carga, a fonte de alimentação não precisa ser variável, diferentemente das presentes nos radares antigos, que tinham que ter tensão de saída ajustável por sistemas eletromecânicos ou reguladores lineares e, em decorrência disso, ocupavam muito espaço.

Com o uso do regulador poder-se-ia até utilizar fontes lineares não reguladas no lugar do conversor CC/CC, o que diminuiria o tempo de desenvolvimento do equipamento e que seria ideal para produção em pequena escala. Além disso, o regulador monitora a corrente de carga e, caso seja detectado um valor acima do permitido, ele corta a carga e protege o circuito. Essa característica pode ser muito útil, pois em caso de curto circuito do modulador a fonte de alimentação do mesmo não será danificada e, se o equipamento possuir vários módulos em paralelo, ele faria com que apenas um dos módulos saísse de operação se ocorrer algum problema, garantindo que os outros continuassem em funcionamento, dando grande confiabilidade ao equipamento.

Um ponto importante no uso do regulador de carga é a atenção aos possíveis ruídos que ele pode gerar devido aos níveis de tensão e de corrente que ele comuta. Esses ruídos podem ter grande intensidade e ocasionar problemas durante a fase de integração do equipamento.

A utilização do conversor CC/CC para a alimentação de modulador de pulso associado à um circuito regulador de carga se mostrou viável, resultando num sistema estável com baixas dimensões e protegido contra possíveis comportamentos inesperados do modulador de pulsos. Nenhum tipo de oscilação ou interferência entre os dois circuitos foi notada.

7.2 Sugestões para trabalhos futuros

Apesar da associação do conversor CC/CC com o circuito regulador para realizar a carga do modulador de pulsos ter apresentado um bom desempenho, algumas melhoras do sistema parecem ser possíveis. O projeto de modernização manteve a topologia básica utilizada dentro de radares, isto é, o uso de uma fonte elevadora de tensão (representada pelo conversor CC/CC) e uma bobina duplicadora operando em conjunto, conforme mostra a Figura 7.1. Essa configuração possui muitos componentes e suas dimensões físicas ainda são consideráveis. Para se ter uma idéia, apenas o conversor CC/CC apresenta as dimensões mostradas na Figura 7.2.

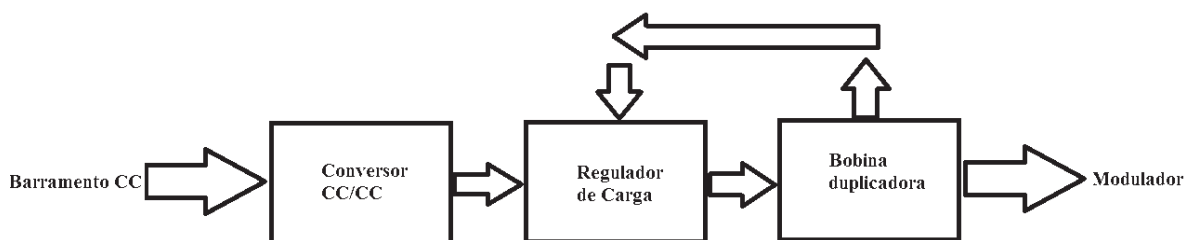


Figura 7. 1 - Topologia do circuito de carga

Uma nova abordagem para a melhoria desse sistema de carga pode ser a utilização de um circuito único que já realize a elevação de tensão, a carga, a regulação e a proteção do modulador, abandonando a topologia clássica. Com isso é possível uma diminuição do espaço

ocupado pelos circuitos, tornando o equipamento mais compacto. Além disso, essa otimização do circuito pode reduzir consideravelmente o número de componentes, o que aumenta a confiabilidade do equipamento, confiabilidade essa de extrema importância quando se trabalha com sistemas de radar.

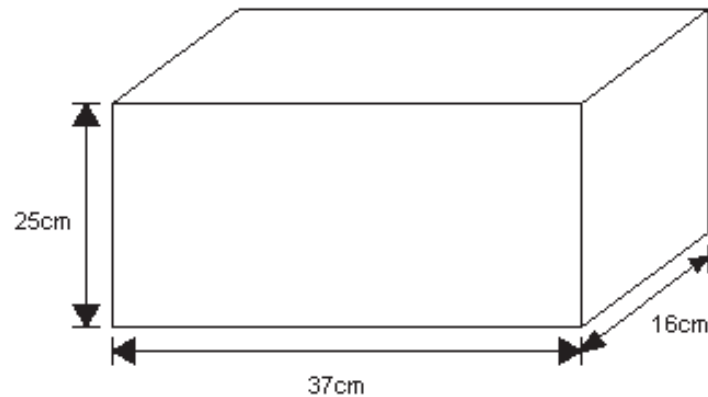


Figura 7.2 - Dimensões mecânicas do conversor CC/CC

Uma idéia inicial é o uso de um conversor em ponte completa carregando diretamente os capacitores do modulador, conforme mostrado na Figura 7.3. Contudo, a energia armazenada no indutor de filtro pode criar um problema na regulação da carga, pois o momento do desligamento das chaves não é necessariamente o momento onde se finaliza a carga da linha. Pode-se pensar na remoção do indutor de filtro, já que o indutor de amortecimento poderia ser usado para limitar a corrente de carga. Contudo, quando ocorrer o descasamento da linha de retardo com a carga e uma tensão negativa aparecer no modulador, toda essa energia será descarregada sobre os diodos do retificador do conversor, fato que aumentará a perda do circuito e que poderá até danificar os diodos devido aos níveis de corrente envolvidos.

Como conversores de alta potência estão sendo explorados no carregamento de bancos capacitivos [18 e 19], um novo projeto de circuito de carga pode ser baseado em um conversor *flyback* para carregar diretamente a linha de retardo do modulador. Essa solução permite o perfeito controle da tensão de carga, não usa indutor de filtro de saída e não compromete o

retificador do conversor. Com essa nova topologia eliminar-se-ia o conversor CC/CC em ponte completa e seus filtros de saída, o regulador de carga e a bobina duplicadora, o que diminuiria a presença de regiões de alta tensão dentro do equipamento, tornando o projeto mais simples. Essa topologia também poderia eliminar o problema de carga incompleta de linha quando existe uma tensão residual positiva, problema que o atual circuito não soluciona. Isso garantiria uma perfeita estabilidade de pulsos durante o funcionamento do equipamento, independentemente do comportamento dinâmico da válvula *magnetron*.

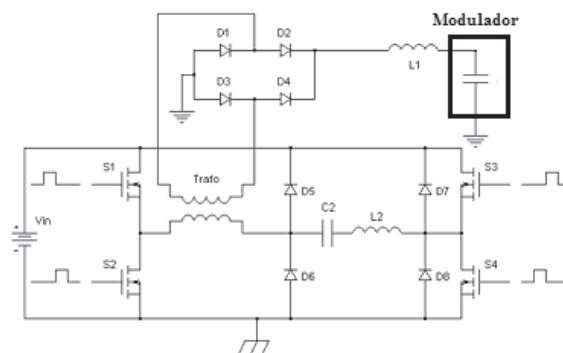


Figura 7.3 - Carga direta com conversor em ponte completa

Referências Bibliográficas

- [1] Burian Jr, Y.; Circuitos Elétricos, Editora Almeida Neves, Rio de Janeiro, Brasil, 1977.
- [2] Johnson, W. C.; Transmission lines and networks, McGraw-Hill; 1st edition, 1950.
- [3] Massachusetts Institute of Technology. Radar school. Principles of radar 2.ed. New York, N. Y.: McGraw-Hill, 1946.
- [4] Glasoe, G. N.; Levacqs, J. V.; Pulse Generators, McGraw Hill, New York, USA, 1948.
- [5] Skolnik, Merrill Ivan, Introduction to Radar Systems, Second Edition, McGraw–Hill, 1980.
- [6] Ewell, G. W.; Radar Transmitter, Georgia Institute of Technology, McGraw-Hill, New York, 1981.
- [7] Kawecki, J. M.; Modern Radar Transmitters, Prentice Hall, New Jersey, USA, 2001.
- [8] Rafael, F. S.; Projeto, Desenvolvimento e Construção de uma Fonte Pulsada para Polarização de Válvulas Klystron, Tese de Mestrado FEEC/Unicamp, Campinas, Brasil, 1993.
- [9] Carleto, Nivaldo. Projeto, construção e caracterização de um modulador pulsado para a operação de uma válvula magnetron de potência, 2005. Dissertacao (Mestrado) - Instituto de Pesquisas Energeticas e Nucleares - IPEN/CNEN-SP, Sao Paulo. 180 p. Orientador: Claudio Costa Motta.

- [10] Rondani, B.; Projeto, desenvolvimento e construção de um modulador de pulso estado-sólido para transmissores pulsados de alta potência, Tese de Mestrado FEEC/Unicamp, Campinas, Brasil, 2005.
- [11] Dias, A. V.; Ruppert, E.; "Switching mode system to supply pulse modulators in radar applications", Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on, 8-10 Nov. 2010.
- [12] Rondani, B.; Dias, A. V.; Pomilio, J. A.; Chlad, P.; Lamarche, J. C.; "Development of a Modular Line-Type Solid-State Pulsed Modulator for an S-band Magnetron", Proceedings 8th Brazilian Power Electronics Conference - COBEP 2005.
- [13] Pomilio, J. A.; Fontes Chaveadas, Publicação Revisada Faculdade de Engenharia Elétrica da Unicamp, 1994, 2004.
- [14] Chrysiss, G. C., High Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design, Second Edition, McGraw-Hill, 1989.
- [15] Billings, Keith H., Switchmode Power Supply Handbook, McGraw-Hill, 1989.
- [16] Gules, R.; Barbi, I.; "Isolated dc-dc converters with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications," in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. (APEC'01), Mar. 2001, pp. 296-302.
- [17] Vlatkovic, V.; Ridley, R.B.; Lee, F.C.; Cho, B.H.; "Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1990. APEC '90, Conference Proceedings 1990.
- [18] Bortis, D.; Biela, J.; Kolar, J.W.; "Optimal Design of a 3.5-kV/11-kW DC-DC Converter for Charging Capacitor Banks of Power Modulators", IEEE TRANSACTIONS ON PLASMA SCIENCE, VOL. 38, NO. 10, p. 2565-2573, OCTOBER 2010.

- [19] Inaba, C.Y.; Konishi Y.; Nakaoka M.; "High-frequency flyback-type soft-switching PWM DC-DC power converter with energy recovery transformer and auxiliary passive lossless snubbers" IEEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 151, No. 1, January 2004.
- [20] Mammano, B.; Carsten, B.; "Understanding and optimizing electromagnetic compatibility in switch mode power supplies", Proceedings of Unitrode (TI) Power Supply Design Seminar Topics, 2002, SEM1500.
- [21] Bossche, Alex van den. Inductors and Transformers for Power Electronics, Taylor and Francis Group, 2005.
- [22] Rashid, M.H.; Power Electronics Handbook, New York, Academic Press, 2001. –895 p.
- [23] O'Hara, M.; "Modeling Non-Ideal Inductors in SPICE", Intusoft, 1993.
- [24] BASSO, C.; "Write your own generic SPICE Power Supplies controller models", Intusoft, 1996.
- [25] Adam, J. A.; "How to design an 'invisible' aircraft," Spectrum IEEE, vol. 25, no.4, pp. 26-31, April 1988.
- [26] Alves, M.A.; Port, R.J.; Rezende, M.C.; "Simulations of the radar cross section of a stealth aircraft", International Microwave and Optoelectronics Conference, 2007. IMOC 2007. SBMO/IEEE MTT-S International, Oct. 29 2007-Nov. 1 2007.
- [27] Sen, P.C.; "Principles of electric machines and power electronics", 2sd edition, New York, J. Wiley, 1997.

Apêndice A

O Sistema Radar

A.1 Introdução

O Radar, abreviação de *RA*dio *DE*tecting *AN*d *R*anging, é usado para estender a capacidade humana de analisar o ambiente, principalmente no que se refere ao posicionamento dos corpos. Contudo, seu grande valor não está na tentativa de ampliar o alcance do olho humano, mas sim em dar ao indivíduo a possibilidade de monitorar acontecimentos que até então não podia perceber.

Para tornar possível essa monitoração, o Radar realiza um processo de varredura de uma determinada região, durante o qual ocorre a perda de algumas informações como a cor do objeto ou seu formato. Mas por outro lado ganha-se a capacidade de observar na escuridão, através de neblina ou nuvens, mesmo que esteja chovendo ou nevando. Além disso, tem-se talvez o que represente a maior qualidade dos sistemas de Radar, que é a possibilidade de definir-se com precisão a posição dos objetos em estudo [3].

Um Radar é um sistema que utiliza um aparato eletromagnético para detecção e localização de objetos. Uma forma elementar de Radar é constituída por três partes, sendo elas: 1. uma fonte emissora de um tipo conhecido de onda (transmissor); 2. um transdutor que possibilite captar parâmetros relacionados a essa onda (receptor); 3. um sistema capaz de

processar os sinais transmitido e recebido e extrair as informações desejadas (processador) [5]. Um exemplo básico desse sistema pode ser visto na Figura A.1.

O tipo de onda emitida por um Radar pode variar muito, indo de ondas mecânicas aplicadas em sonares marítimos até *laser's* aproveitados para sistemas de medidas de distâncias com alta resolução. Porém, o tipo de sinal mais amplamente utilizado é a onda de rádio.

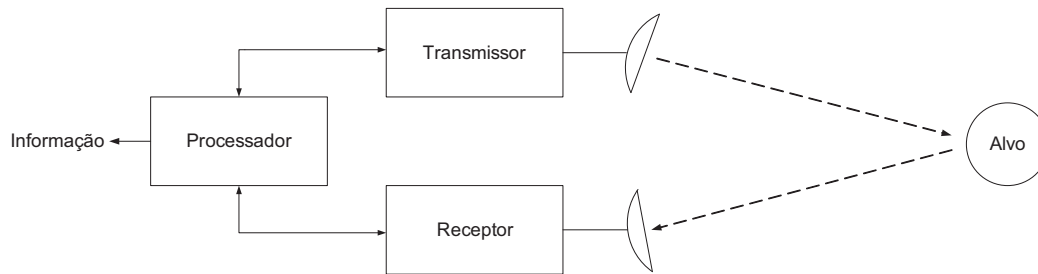


Figura A.1 - Exemplo de um sistema básico de radar

Os Radares que emitem sinais de rádio podem operar de duas formas. No primeiro caso, o sistema emite uma portadora de amplitude constante (*continuous wave*) e monitora alterações de fase e amplitude no sinal recebido. Esse tipo de sistema possui alta precisão, mas é utilizado para monitoração de pequenas áreas devido à alta potência média consumida. No segundo caso, um sinal pulsado de rádio com alta potência de pico e baixo ciclo de trabalho é emitido e um eco devido à reflexão desse sinal é esperado. Esses radares, denominados de radares pulsados, são os mais utilizados devido ao seu grande alcance e seu baixo consumo. Nesta classe de equipamento é usual fazer-se a transmissão e a recepção utilizando-se a mesma antena.

Um sinal de um radar pulsado pode ser definido como uma onda senoidal de alta frequência modulada por um pulso retangular, o que é exemplificado pela onda 3 da Figura A.2. Note que o sinal pode ser interpretado como resultado da modulação em amplitude da portadora de alta frequência 2 pelo sinal pulsado 1 com índice de modulação de 100%.

Um radar pulsado emite um pulso de largura τ a cada intervalo de tempo T , conforme pode ser visto na Figura A.2. A partir disso, define-se o ciclo de trabalho do radar (δ) como

$$\delta = \frac{\tau}{T} \quad (\text{A.1})$$

e a frequência de repetição de pulsos ou *PRF* (*pulse repetition frequency*) como

$$PRF = \frac{1}{T} \quad (A.2)$$

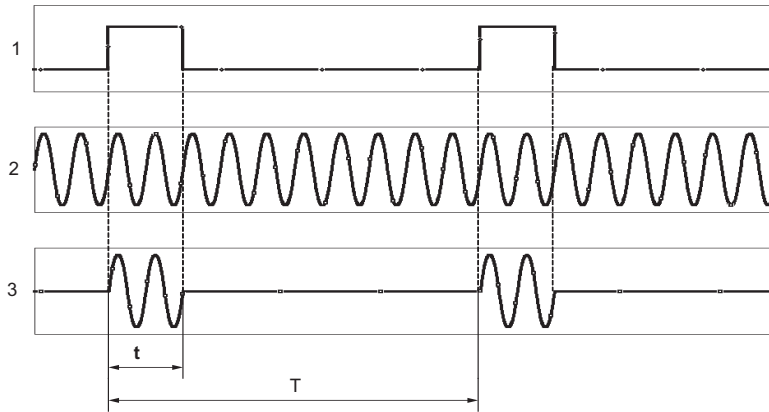


Figura A.2 - Exemplo de um sinal emitido por um Radar

Normalmente, os sistemas de radar operam com ciclos de trabalho próximos de 1:1000 e *PRF*'s da ordem de algumas centenas de Hertz [7]. Contudo, isso não constitui uma regra e pode variar dependendo do tipo de aplicação desejada e da tecnologia utilizada.

O pulso de rádio RF emitido pelo transmissor propaga-se pelo espaço até encontrar um objeto qualquer, como um avião, um pássaro ou uma nuvem. Quando esse encontro ocorre, parte da energia da onda é absorvida pelo objeto e o restante é refletido, sendo que uma parte dessa reflexão retorna na direção do transmissor. O sinal refletido que vem de encontro ao transmissor é recebido pela antena, detectado pelo receptor e entregue ao processador, que interpreta essa informação e gera o produto desejado. Um resumo desse processo pode ser visto na Figura A.3, onde é exibido o método de determinação da distância de um alvo.

Pela diferença entre os momentos da transmissão (t_0) e da recepção (t_1) é possível saber quanto tempo o pulso levou para ir até o objeto e voltar e, como esse pulso se propaga em uma velocidade conhecida — velocidade da luz — pode-se calcular a distância do objeto em estudo por

$$\text{Distância} = \frac{c \cdot (t_1 - t_0)}{2} \quad (\text{A.3})$$

onde c é a velocidade da luz (299.792,4586km/s).

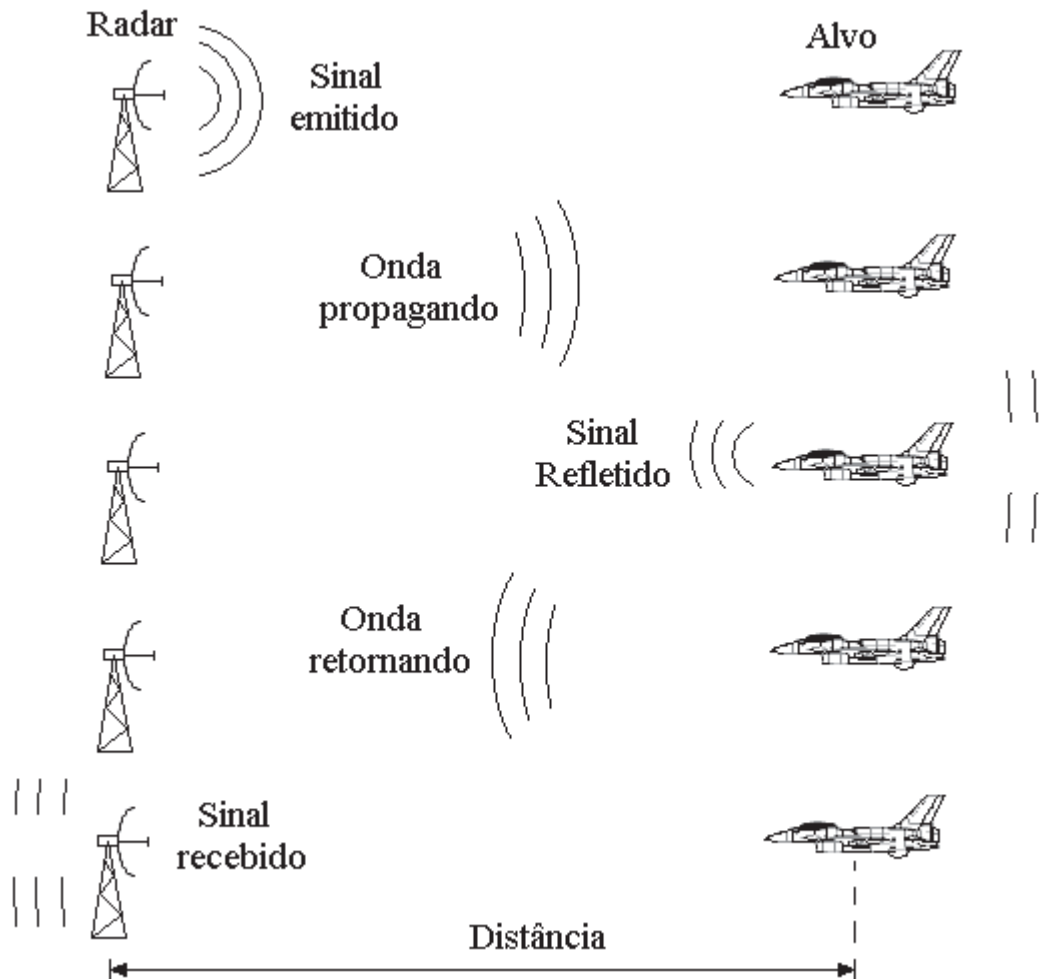


Figura A.3 - Exemplo de uma medida de distância realizado por um Radar Pulsado

Como a antena possui um sistema de medida de posicionamento preciso e um foco muito diretivo, tem-se também o ângulo do corpo detectado em relação ao Norte (N), chamado de Azimute (A) e medido em Graus, e sua inclinação em relação ao solo, chamada de Elevação (E) e também expressa em Graus, conforme mostrado na Figura A.4. Ao associar-se esses dois

ângulos com a distância medida anteriormente, pode-se determinar a posição desse objeto no espaço.

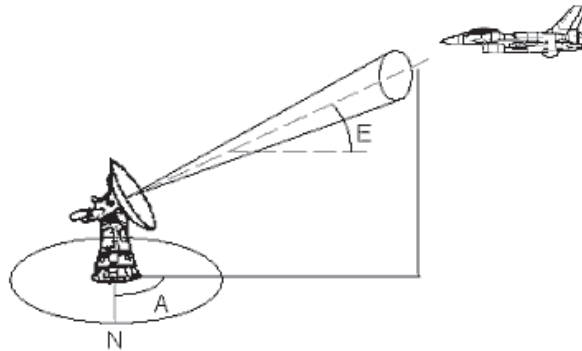


Figura A.4 - Método de definição do posicionamento do alvo

Um parâmetro importante no processo de detecção de um alvo é a área que este parece apresentar quando reflete o sinal proveniente do transmissor, chamada de *Radar Cross Section Area* (ou *RCS*). Esta área equivalente varia com a direção segundo a qual o feixe de radar “ilumina” o alvo, podendo ser muito diferente da área física do mesmo. Por exemplo, um pequeno avião com motor a hélice pode ter um *RCS* muito maior que o de uma aeronave com turbina a jato de maior tamanho. Isto pode ocorrer devido ao fato de que a hélice do avião em questão é um ótimo refletor para as ondas emitidas pelo radar. Contudo, o *RCS* de uma aeronave pode ser levantado com precisão, o que possibilita a identificação do tipo de alvo que está se perseguindo.

Atualmente, existem alguns aviões equipados com tecnologias de baixa percepção, como a tecnologia *stealth*, o que faz com que o eco gerado por essa aeronave seja tão diminuto a ponto de o sistema de processamento interpretar o alvo como um mero ruído, ignorando sua presença [26]. A tecnologia *stealth* faz uso de fuselagens de formatos complexos e aerodinamicamente instáveis para dispersar as ondas incidentes no avião, além de ter em sua pintura uma tinta que absorve ondas eletromagnéticas. Todos os armamentos desse tipo de aeronave são embutidos para não alterarem as linhas externas do avião, o que o tornaria visível pelo radar. Para se ter uma noção desse efeito de minimização de ecos, um avião de caça têm um *RCS* de aproximadamente 5m^2 . Estima-se que o *RCS* de um caça de tamanho similar, mas que é

construído a partir de tecnologia *stealth*, seja menor que $0,1 \text{ m}^2$, isto é, 50 vezes inferior! Em outros termos, pode-se dizer que se os dois aviões estiverem equipados com radares similares e forem um de encontro ao outro perto da velocidade do som (Mach 0,9), o avião fabricado com a tecnologia *stealth* detectará o avião convencional quase 1 minuto antes que o avião convencional o detecte [25].

Uma outra propriedade vastamente utilizada em sistemas de radares é o efeito Doppler. O efeito Doppler preconiza que a frequência de uma onda refletida será aumentada quando a onda incidente seguir de encontro a um corpo em movimento (isto é, a onda e o objeto seguem um de encontro ao outro) e, da mesma forma, diminuirá quando o corpo estiver se movendo no mesmo sentido de propagação da onda. Logo, medindo-se a frequência do sinal irradiado e do sinal recebido, o processador pode determinar a velocidade radial do alvo. Isto é especialmente útil para sistemas meteorológicos, onde não se tem um alvo pontual, mas sim uma massa espalhada por uma grande área.

O desenvolvimento mais expressivo em sistemas radares foi feito para fins militares, com o objetivo primordial de detectar a aproximação de aeronaves inimigas, durante a segunda guerra mundial. Como não existia disponibilidade de componentes em estado sólido, esses sistemas eram totalmente elaborados com componentes valvulados.

Atualmente, com o avanço da tecnologia dos componentes semicondutores e da computação, os radares sofreram uma grande mudança em sua concepção, melhorando acentuadamente a qualidade das imagens fornecidas, facilitando a operação e tornando sua manutenção mais rápida e barata. Outro fato importante foi a miniaturização dos circuitos eletrônicos, o que deu a esses sistemas um volume mais compacto e peso reduzido, o que possibilitou sua utilização em veículos aéreos e espaciais.

A.2 Aplicações

Como dito anteriormente, a aplicação inicial de radares foi dedicada à área militar, tendo seu uso difundido durante a segunda guerra mundial. Contudo, com o aprimoramento da

tecnologia, uma ampla gama de aplicações para essa técnica foi sendo criada. Hoje, esses sistemas estão envolvidos em vários ramos da vida moderna, dentre os quais podemos destacar:

Controle de tráfego aéreo: Radares são empregados em todo o mundo com o propósito de fazer um gerenciamento seguro de rotas aéreas e da aproximação de aeronaves em aeroportos. A monitoração permite o controle das aeronaves tanto no ar quanto em solo, através da utilização de sistemas de alta resolução. O radar também pode ser utilizado como controle de aproximação da terra, o que permite pousos e decolagens em situações de mau tempo;

Meteorologia: A aplicação inicial dos radares era na detecção de objetos sólidos. Contudo, as ondas eletromagnéticas ao passarem por uma nuvem, causam em cada gotícula de água uma ressonância na frequência da onda incidente, de modo que cada uma dessas partículas produza ondas eletromagnéticas, irradiando-as em todas as direções. Parte desta energia refletida pelo volume total da nuvem voltava ao radar e indica a presença de um grande objeto, porém com baixa refletividade. Com a melhoria do aparato de processamento e a escolha de frequências adequadas, consegue-se interpretar esses ecos e gerar imagens que indicam a posição, o movimento e a densidade das nuvens, gerando como resultado um produto meteorológico de grande utilidade. Esse material colabora em várias situações cotidianas, dentre as quais se destacam a programação logística de utilização dos aeroportos em condições de mau tempo, o desvio de rotas para evitar regiões de tempestade e o alerta de aproximação de chuvas fortes em regiões de risco.

Trajetoграфия: Os radares de trajetoграфия têm como função a perseguição de alvos definidos pelo operador. Desde o momento em que o alvo é escolhido, o sistema acompanha o objeto até que o mesmo saia do alcance do radar, seja pela sua distância ou pela sua aproximação excessiva do solo, e gera uma tabela que apresenta a posição do objeto acompanhado a cada unidade de tempo durante todo o seu trajeto. Esse tipo de radar é muito utilizado para o rastreamento de testes de sondas e mísseis de vários modelos e funções.

Além dos exemplos citados, radares também podem ser utilizados em equipamentos e sondas especiais para a navegação e posicionamento, em sistemas de sensoriamento remoto para gerar dados topográficos concernentes a certas regiões, no direcionamento de armamentos em sistemas de guerra eletrônica, na orientação da navegação de navios para evitar colisões com

possíveis obstáculos ou, cotidianamente, no auxílio do cumprimento da lei, flagrando motoristas que abusam da velocidade!

A.3 Modos de operação

Os sistemas de radar podem operar em dois modos diferentes. O primeiro é o modo de reflexão ou eco, método empregado pelos radares primordiais que, como dito anteriormente, baseia-se na medida do tempo no qual o pulso percorre o trajeto de ida e volta ao objeto para a determinação de sua distância. Este modo de operação, em que o radar emite um único pulso a cada ciclo de operação, também chamado de monopulso, é representado pela onda 1 na Figura A.5.

O outro método é chamado de interrogação e funciona com a emissão de um ou mais pulsos com largura e espaçamento fixos durante o ciclo de operação. Quando esses pulsos atingem o objeto, que pode ser um avião, um míssil ou outra aeronave qualquer, um circuito presente no mesmo, chamado de *transponder*, recebe esse conjunto de pulsos e analisa o código recebido. Caso a codificação dos pulsos seja igual à que foi programada no *transponder*, o mesmo envia um sinal de volta ao radar, contendo um determinado conjunto de informações. Esse modo de operação pode ser visto na parte 2 da Figura A.5.

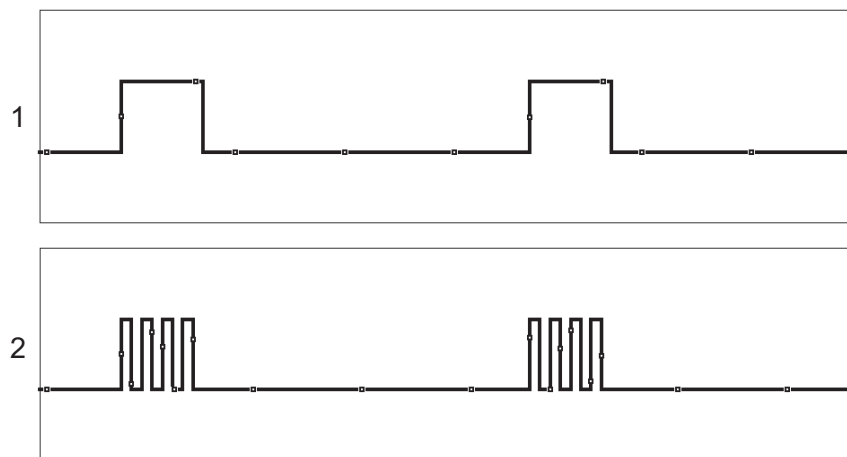


Figura A.5 - Exemplos dos modos de operação

A.4 Faixas de Frequência

Inicialmente, os sistemas de radares foram desenvolvidos para operar em baixas frequências devido às limitações tecnológicas da época. Contudo, com o avanço dos circuitos eletrônicos, aumentos gradativos na faixa de frequência utilizada foram ocorrendo. Atualmente, os sistemas de detecção costumam operar entre 220MHz e 35GHz, mas isso não é uma regra, já que existem radares de ondas terrestres que operam em frequências abaixo de 2MHz e, do outro lado, radares *laser's* que operam em frequências superiores a 100GHz. Evidentemente, cada um desses radares possui uma aplicação diferente e, por isso, possuem tamanha diferença de frequência.

No princípio da pesquisa de radares, um código de letras como S, X e L foi utilizado para determinar as faixas de frequência de operação dos sistemas. Embora essa nomenclatura tenha sido adotada por militares com o propósito de manter em segredo as faixas reais, elas continuam em uso até os dias atuais, sendo comum aparecerem nas especificações dos equipamentos. A Tabela A.1 mostra a lista de bandas de frequência para sistemas de radar adotada pelo IEEE.

| Designação de Banda | Faixa Nominal | Faixa Específica para Radar |
|---------------------|---------------|-----------------------------|
| HF | 3-30MHz | |
| VHF | 30-300MHz | 138-144MHz 216-225MHz |
| UHF | 300-1000MHz | 420-450MHz 890-942MHz |
| L | 1-2GHz | 1215-1400MHz |
| S | 2-4GHz | 2,3-2,5GHz 2,7-3,7GHz |
| C | 4-8GHz | 5250-5925MHz |
| X | 8-12GHz | 8500-10680MHz |
| K _u | 12-18GHz | 13,4-14GHz 15,7-17,7GHz |
| K | 18-27GHz | 24,05-24,25GHz |
| K _a | 27-40GHz | 33,4-36GHz |
| mm | 40-300GHz | |

Tabela A.1 - Padrão de faixas de frequência de radar nomeadas por letras

A.5 Operação do Radar e seu Diagrama de blocos

O funcionamento básico de um radar pulsado pode ser explicado utilizando-se o diagrama em blocos apresentado na Figura A.6, onde podemos identificar as principais partes do equipamento: Transmissor, Receptor, Antena, Duplexador e Processador.

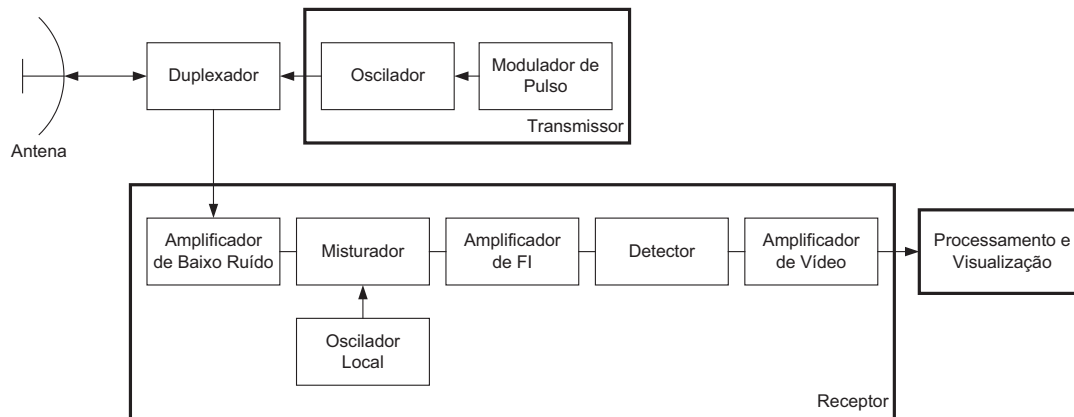


Figura A.6 - Diagrama de blocos de um Radar

O Transmissor é a parte responsável pela geração do sinal que o radar emite para a detecção do alvo. Ele é representado por um oscilador controlado por um modulador de pulso, o qual gera um pulso dentro de um ciclo de repetição definido. Um exemplo desse sinal é a onda 3 da Figura A.2. Um sistema de radar típico para detecção de aeronaves emprega um sinal de RF com duração de alguns microsegundos, uma potência de pico da ordem de um megawatt, com um ciclo de repetição da ordem de algumas centenas de Hertz.

A onda que é gerada pelo transmissor é conduzida por uma linha casada até uma Antena. Em sistemas de radar é comum usar a mesma Antena para transmissão e recepção dos sinais. Logo, essa Antena irradia o pulso do radar para o ambiente em uma direção conhecida e capta os ecos que retornam dessa mesma direção.

As antenas comumente utilizadas em sistemas de radares são refletores parabólicos que possuem alta diretividade de feixe. Contudo, tecnologias baseadas em conjunto de antenas (“*phased arrays*”) também podem ser utilizadas. Neste caso, a antena não se move, ficando a

verredura a cargo do processamento, que pondera o ganho e fase de cada antena do conjunto, alterando o diagrama de irradiação e fazendo que o feixe da antena mude de posição sem a necessidade de nenhum tipo de movimentação mecânica [5].

Contudo, como a ordem da grandeza dos sinais transmitido (megawatts) e recebido (picowatts) é muito destoante, algum aparato de proteção deve ser empregado para evitar a danificação da entrada do receptor pelo sinal de alta potência do transmissor. Essa função é desempenhada pelo Duplexador. O Duplexador protege o receptor durante o intervalo em que o transmissor está operando, desviando todo o sinal transmitido para a Antena e direcionando o sinal da Antena para o receptor durante o período de recepção.

O Receptor de um radar tem como função capturar o sinal recebido pela antena, demodulá-lo e amplificá-lo, gerando assim o sinal para o processador, também chamado de sinal de vídeo. Normalmente utiliza-se em sistemas de radar um receptor do tipo superheterodino (ou seja, aquele que trabalha com estágio de frequência intermediária ou FI). O primeiro estágio da recepção é um amplificador de baixo ruído. Esse estágio pode não aparecer em alguns sistemas, principalmente aqueles empregados em ambientes com alto índice de ruído. Um misturador (“mixer”) e um oscilador local são utilizados para converter o sinal de alta frequência recebido para a frequência intermediária, normalmente 30MHz ou 60MHz, com largura de banda da ordem de 1MHz. O sinal resultante passa por um amplificador de FI, onde a relação entre o pico do eco recebido e do valor médio do ruído é maximizada. Após isso, o pulso é demodulado e amplificado até um nível adequado, resultando no sinal de vídeo.

O sinal de vídeo pode ser sincronizado e exibido em um tubo de raios catódicos, o que é comum em sistemas antigos, ou ser processado por sistemas digitais e transformado em imagens, tabelas ou outro tipo de produto específico, o que é o objetivo final de qualquer sistema de radar. A Figura A.7 apresenta o exemplo de uma imagem gerada por um radar meteorológico Doppler banda S. Nessa figura, a divisão política entre os estados, bem como os detalhes de relevo são ilustrações geradas pelo processador para facilitar a utilização das informações, enquanto as formações de nuvens representam o resultado das medições realizadas pelo radar.

O diagrama em blocos anterior é uma versão simplificada e existem variações das topologias usadas, de forma que alguns equipamentos podem não possuir algumas das partes anteriormente citadas. Ele também omite certas partes que são encontradas em um radar, tais como circuitos de controle de frequência ou ganho, circuitos para a redução de interferência de sinais provenientes de outros radares próximos, acopladores para permitir que a antena gire e circuitos para diferenciar objetos fixos e móveis. Além disso, caso o radar tenha a função de rastreamento, existe a necessidade de um sistema para analisar a trajetória do objeto e posicionar a antena, de modo que esta consiga “travar” no alvo.

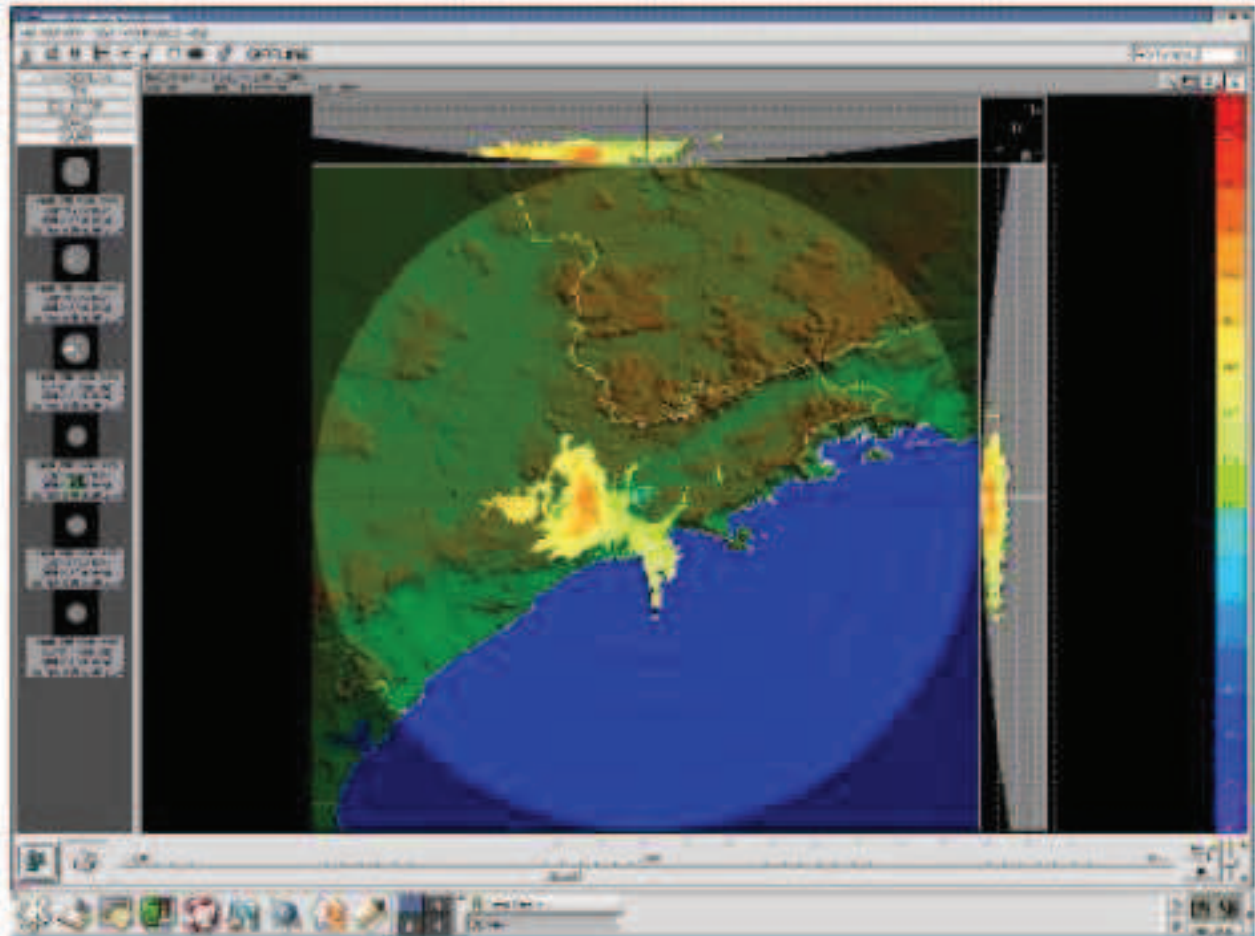


Figura A.7 - Imagem gerada por um Radar Meteorológico

A.6 O Transmissor do Radar

O transmissor do radar é a parte responsável por gerar e modular o sinal de RF que será emitido para tentar se localizar um possível alvo. Ele é a parte mais crítica do sistema e seu desempenho, tamanho, custo, facilidade de manutenção e confiabilidade afetam significativamente os parâmetros do sistema como um todo. Logo, a definição do tipo de transmissor a ser utilizado determina as principais características do conjunto, tornando-se uma das etapas mais importantes no projeto do sistema.

Existem duas classes importantes de transmissores de radar: os valvulados e os em estado sólido. Os transmissores valvulados usam válvulas de microondas como componentes de oscilação e amplificação. Os tipos mais comuns de válvulas presentes em radares são as de campo cruzado e as de feixe linear. A válvula Magnetron é o exemplo mais comum de válvula de campo cruzado enquanto Klystrons e TWT's são as válvulas de feixe linear de maior utilização em radares.

Cada uma dessas válvulas possui uma série de prós e contras que devem ser considerados no momento do projeto, sendo que os fatores que mais pesam na sua seleção são as máximas potências média e de pico, ganho, largura de faixa, tensão de operação, nível de harmônicos e espúrios, tamanho, peso, custo, eficiência e confiabilidade. Em geral, válvulas de feixe linear são menos ruidosas e possuem maior ganho que as de campo cruzado, tendo como desvantagens o maior tamanho e peso, a necessidade de tensões mais elevadas de operação e maior custo.

As principais partes constituintes de um transmissor valvulado são o oscilador e as válvulas amplificadoras (no caso de sistemas de feixe linear) ou a válvula osciladora (presente em transmissores que utilizam componentes de campo cruzado), o modulador de pulso, as fontes de alimentação, o sistema de refrigeração da válvula, monitorações, inter travamentos de segurança e proteção e blindagem contra raios X, blindagem essa normalmente utilizada em equipamentos que operam em tensões superiores a 40kV.

As principais vantagens dos transmissores valvulados são a possibilidade de se obter praticamente qualquer nível de potência requerida; o conhecimento completo de sua tecnologia,

já que se trata de um sistema antigo que já foi vastamente explorado; seus ótimos parâmetros elétricos, tais como altas potências de pico, ganhos elevados, boa eficiência e a possibilidade de se operar em praticamente qualquer ciclo de trabalho; seu baixo custo. Como suas principais desvantagens, e que levaram ao desenvolvimento dos transmissores de estado sólido, podemos citar seu grande volume, sua alta complexidade, sua necessidade de sinais de alta tensão, o que acarreta em vários efeitos indesejáveis e perigosos e sua restrita vida útil inerente a componentes valvulados.

Já os transmissores em estado sólido são aqueles que usam componentes semicondutores como principais elementos ativos. Os tipos mais comuns de componentes utilizados nesse tipo de transmissor são transistores, que podem ser bipolares ou de efeito de campo, e diodos de microondas.

Os transmissores em estado sólido apresentam algumas fortes desvantagens. A potência que pode ser obtida de um único transistor é muito pequena quando comparada a que pode ser extraída de uma válvula, dificilmente ultrapassando algumas centenas de Watts, o que leva a necessidade da associação de vários estágios em paralelo para se obter a nível desejado, combinação essa que acarreta em perdas na soma dos sinais e que podem tornar o projeto inviável. Como transistores de microondas são componentes projetados para operar em regimes com ciclo de trabalho alto, suas potências de pico são limitadas por seus parâmetros elétricos, o que leva a obrigatoriedade de utilização de pulsos largos. Como a potência de saída dos componentes semicondutores para microondas caem inversamente ao quadrado da frequência, os transistores que existem atualmente ainda possuem uma faixa de frequência de utilização bastante reduzida. Além disso, o custo de fabricação dos transmissores em estado sólido é extremamente elevado.

Contudo, o desenvolvimento de novos componentes mostra promissoras possibilidades para os transmissores em estado sólido. Além disso, essa configuração de equipamento apresenta vantagens relevantes em relação aos valvulados, tais como a simplificação operacional e de manutenção devido a sua operação com baixas tensões; a possibilidade de se trabalhar sem fontes de aquecimento, moduladores de pulso e outros complexos elementos de alta potência; a eliminação de problemas de segurança relacionados à alta tensão e a emissão de raios X; o

aumento da banda de operação; a longa vida útil; degradação gradual do equipamento, já que o mesmo é constituído de vários módulos.

A.6.1 O TRANSMISSOR COM VÁLVULA *MAGNETRON*

Usualmente, circuitos de transmissores (tais como de rádio e televisão) utilizam amplificadores sintonizados ligados em cascata para se obter o sinal de RF de alta potência. Eles trabalham com uma onda portadora que está presente durante todo o tempo da transmissão. Já no projeto de um radar, a lógica de funcionamento é um pouco diferente.

O sistema opera com pulsos de RF e não com um sinal de alta frequência presente constantemente. Logo, apesar de ter-se níveis de potência média da ordem de alguns quilowatts, a potência de pico do sinal chega a vários megawatts. Além disso, estes pulsos de RF não são gerados através de um conjunto de amplificadores, mas sim através de uma válvula *magnetron*. Essa válvula recebe um pulso de alta tensão negativo em seu catodo e gera um pulso de RF na frequência definida pelo ajuste de sua cavidade ressonante, desde que o pulso de alta tensão aplicado atenda a certos requisitos.

A *magnetron*, que é classificada como uma válvula de campo cruzado, pode ser comparada a um diodo, no qual os elétrons saem do catodo e vão à direção do anodo, atraídos pelo campo elétrico proveniente do pulso de alta tensão. Contudo, um campo magnético é aplicado paralelamente ao seu eixo, fazendo com que os elétrons curvem sua trajetória. Esse campo magnético pode ser gerado tanto por um ímã permanente quanto por um eletroímã. Para um valor limite desse campo magnético, os elétrons que saem do catodo não mais atingem o anodo, mas sim ficam na região intermediária entre os dois, formando uma nuvem de cargas espaciais que gira em torno do catodo. A posição dessa nuvem normalmente é ajustada para ficar a meia distância entre anodo e catodo.

Porém, a estrutura do anodo tem formato periódico, possuindo várias células sempre em número par. Essas células possibilitam uma ressonância, promovendo uma oscilação que será o pulso propriamente dito. Esse pulso é retirado de uma dessas células através de uma sonda e transferido a um guia de onda. A frequência desse pulso é definida através do posicionamento de algumas *pás* que ficam no interior da válvula e que, devido ao seu posicionamento,

conseguem variar a frequência de oscilação. Logo, como se trata de um sistema mecânico, o controle desse posicionamento é feito por um motor e tem uma certa limitação de tempo de resposta.

Historicamente, a *magnetron* foi o componente que tornou possível o desenvolvimento dos radares pulsados de microondas e ela é usada nesse tipo de equipamento há mais de 60 anos. Hoje existem alguns modelos dessa válvula que têm eficiência da ordem de até 80%.

O transmissor valvulado com magnetron necessita, além da válvula, de outras partes para operar. São elas o sistema de aquecimento de filamento, o conjunto de alta frequência e o modulador de pulso, conforme pode ser visto na Figura A.8.

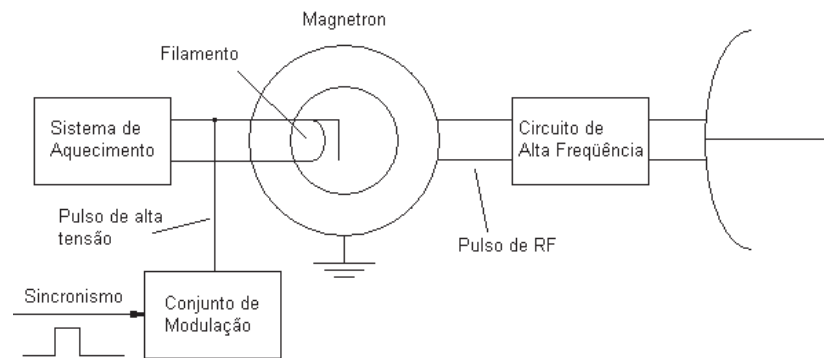


Figura A.8 - Esquema simplificado de um transmissor com válvula magnetron

O sistema de aquecimento tem como função fornecer energia para o filamento da válvula, já que esta necessita de um filamento aquecido para operar normalmente.

Além de promover o aquecimento, esse sistema também regula a intensidade do mesmo a partir da potência injetada na Válvula. Isso deve ser feito já que a válvula *magnetron* possui um valor de rendimento típico entre 50% e 80%, o que implica em perdas de potência e, conseqüentemente, aumento da temperatura. Com isso, a necessidade demandada de aquecimento começa a cair, já que parte do aquecimento é realizado pelas próprias perdas do componente. Logo, à medida que a potência aplicada pelo modulador de pulsos à válvula aumenta, a intensidade do aquecimento tem que diminuir.

Uma característica interessante desse sistema é que o filamento está presente no catodo da válvula, que é o mesmo ponto onde é aplicado o pulso de alta tensão. Logo, além de realizar o aquecimento, a fonte deve ter uma isolação de dezenas de kilovolts.

Em radares antigos, essa função é desempenhada através de um transformador de 60Hz montado em óleo isolante (em alguns casos, junto com o próprio transformador de pulso). Essa topologia permite uma variação da tensão de saída e, conseqüentemente, da corrente de filamento através do chaveamento de tomadas (tapes) intermediárias. Esse circuito possui uma grande robustez com baixas perdas.

O circuito de alta frequência é composto por um duplexador, dois acopladores direcionais e uma carga. A energia de RF proveniente do pulso da magnetron é guiada pelo duplexador para a antena, evitando que a mesma atinja os circuitos do receptor. Quando o eco do sinal é recebido, o duplexador guia esse sinal até o receptor. A carga de RF é ligada ao duplexador e tem a função de absorver a energia refletida por descasamento durante a transmissão.

A grande vantagem do uso do duplexador é que ele permite que o mesmo conjunto de guias de ondas seja utilizado tanto para recepção quanto para transmissão, garantindo uma alta isolação entre essas portas.

Na saída para a antena também são utilizados dois acopladores direcionais. O primeiro acoplador tem a função de fornecer uma amostra do pulso incidente, que será utilizada para sincronizar os circuitos do receptor. O segundo acoplador tem uma diretividade maior e permite a medida de potência refletida.

O conjunto de modulação de pulso é o responsável pela excitação da válvula *magnetron*, que consiste em aplicar ao seu catodo um pulso estreito de potência da ordem de megawatts e tensões de algumas dezenas de kilovolts.

A principal exigência sistêmica relativa ao modulador é a estabilidade do pulso aplicado a válvula, pois este afeta diretamente a qualidade do pulso de RF e, por conseqüência, a resolução da medida do deslocamento Doppler. Ou seja, o pulso fornecido pelo modulador deve ter a menor variação possível em sua amplitude e largura e um *jitter* limitado a alguns nanosegundos.

Além disso, o conjunto de modulação deve suportar o efeito de *flash* da *magnetron*. Esse efeito consiste na não absorção por parte da válvula, do pulso fornecido pelo modulador. Ou seja, a impedância da carga vista pelo modulador é próxima a de um curto-circuito, fazendo com que toda a energia volte ao conjunto. A ocorrência do efeito flash é normal e se repete em média a cada 3000 recursões.

Dentre as diversas topologias de moduladores de pulso para esses níveis de potência, a mais comum é a utilização de válvulas *thyatron* como chaves de potência e um circuito de pré-modulação para a excitação da mesma. Entretanto, com os avanços tecnológicos das chaves eletrônicas, o desenvolvimento de modulador de pulso estado-sólido é atualmente possível.

A.6.1.1 O Conjunto de Modulação

A função do conjunto de modulação em um radar que utiliza válvula magnetron é gerar o pulso de tensão ou corrente que será aplicado ao catodo da válvula e que resultará no pulso de RF desejado. Existem várias topologias de moduladores, sendo que todas apresentam o mesmo princípio básico de funcionamento. Elas possuem um elemento armazenador de energia e uma chave para controlar a descarga dessa energia na válvula, conforme pode ser visto na Figura A.9. Esse elemento armazenador deve ter sua energia repostada, o que fica a cargo de uma fonte de alimentação, sendo necessário um elemento que limite a recarga e proteja a fonte. O esquema completo desse modulador está apresentado na Figura A.10, onde podemos observar os caminhos de carga e descarga de um modulador genérico.

Atualmente, existem várias topologias de moduladores aplicadas em transmissores de radares, sendo que duas delas são utilizadas na maioria dos equipamentos: *hard-tube* e *line-type*.

A topologia *hard-tube*, também chamada de modulação direta, é constituída por um capacitor, que atua como elemento armazenador de energia, e uma chave de potência. Sua operação consiste no chaveamento do elemento armazenador de energia diretamente sobre a válvula, como pode ser visto na Figura A.11 (a). Eventualmente, um transformador pode ser incluído, com o objetivo de adaptar o nível de tensão do pulso ao requerido pela válvula, como mostrado na Figura A.11 (b). Essa topologia apresenta a vantagem de possibilitar a fácil variação da largura dos pulsos e não exige um casamento de impedância entre gerador e carga,

o que permite a um mesmo modulador ser utilizado em várias aplicações diferentes. Como seus principais pontos fracos podemos citar a necessidade de um circuito de proteção, o qual deve ser suficientemente rápido para limitar a corrente pelo circuito no caso da ocorrência de um *flash* e evitar danos ao equipamento e a utilização de uma chave que suporte os níveis de potência exigidos pelo circuito.

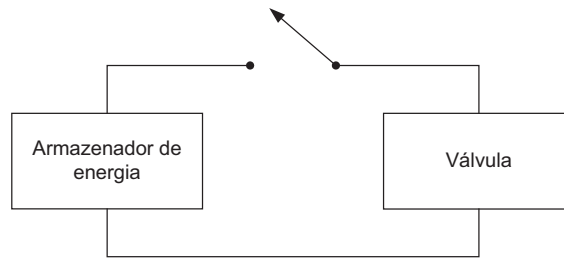


Figura A.9 - Esquema básico de um modulador

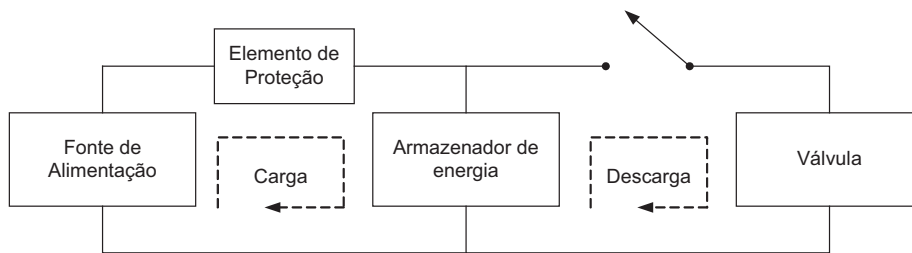


Figura A.10 - Esquema básico de um modulador, incluindo a alimentação

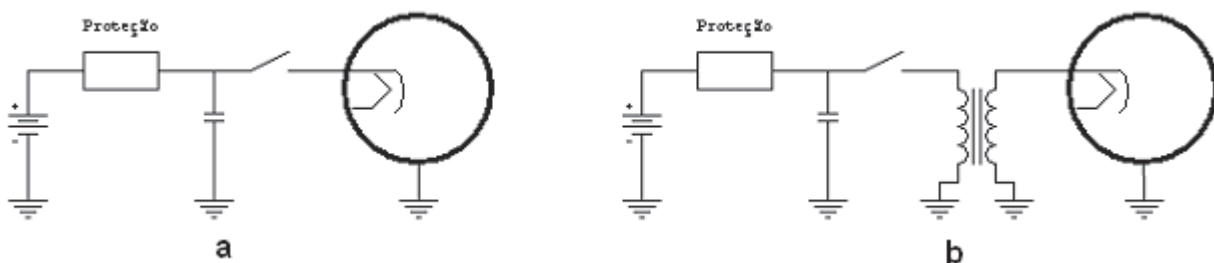


Figura A.11 - Modulador hard-tube direto e com transformador

O modulador line-type, também chamado de modulador com linha de retardo, tem essa denominação devido ao seu mecanismo de armazenamento de carga semelhante ao de uma linha de transmissão.

Se uma linha de transmissão aberta de impedância Z_0 , carregada com uma tensão V é chaveada sobre uma carga também com impedância Z_0 , um pulso de tensão $V/2$ e duração Δ aparece sobre essa carga, sendo Δ um valor proporcional ao comprimento da linha. Uma ilustração desse fato pode ser visto na Figura A.12, onde t_0 representa o momento do fechamento da chave.

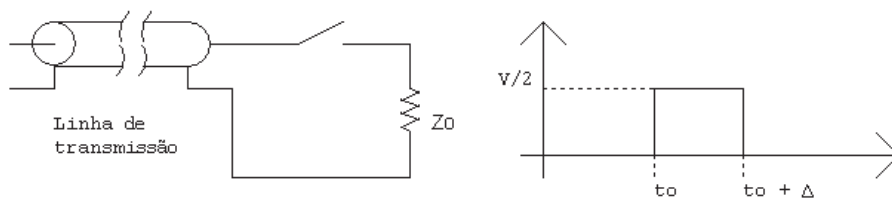


Figura A.12 - Geração de um pulso com o uso de uma linha de transmissão

Uma linha de transmissão sem perdas pode ser representada por um circuito constituído de infinitos capacitores e indutores, associados da forma mostrada na Figura A.13.

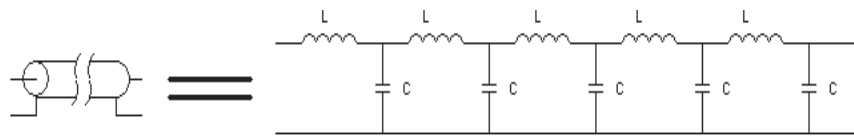


Figura A.13 - Circuito equivalente de uma linha de transmissão

Como os elementos capacitivos e indutivos de uma linha de transmissão apresentam valores muito baixos, existe a necessidade de comprimentos de cabo muito longos para se atingir larguras de pulso da ordem de microsegundos, além da necessidade de tensões de dezenas de milhares de volts para se absorver a quantidade de energia requerida pela válvula, o que torna esse elemento armazenador inviável para uso em radares. A solução para esse

problema é obtida através do uso de capacitores e indutores discretos, o que possibilita a construção de elementos com grande capacidade de armazenamento de energia, baixo volume e grande similaridade de comportamento em relação à linha de transmissão. Esse circuito é denominado de linha de retardo e é amplamente utilizado em circuitos de moduladores de radares.

O esquema completo de um modulador com linha de retardo é exibido na Figura A.14. O funcionamento desse circuito pode ser dividido em carga e descarga. Durante a carga, a fonte de alimentação fornece energia para a linha de retardo, que está inicialmente descarregada, com a corrente limitada pelo elemento de proteção. Na descarga, a linha de retardo é chaveada sobre a válvula, gerando o pulso de alta tensão e, conseqüentemente, o pulso de RF. Um transformador de pulso elevador de tensão é utilizado para adaptar os níveis de tensão do modulador aos requeridos pela válvula, fazendo com que a fonte de alimentação, a linha de retardo e a chave operem em tensões mais baixas, o que nos permite utilizar componentes ativos semicondutores no lugar de componentes valvulados.

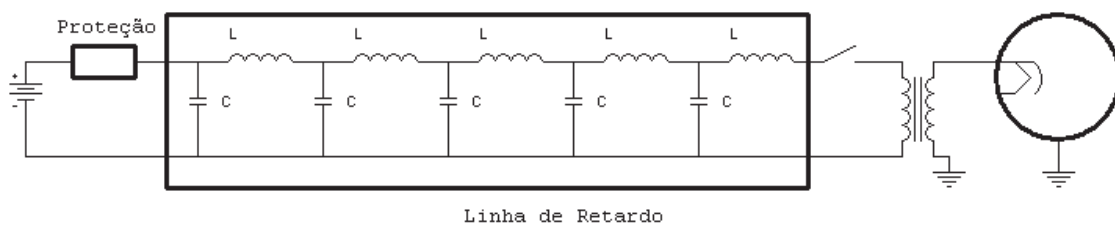


Figura A.14 - Modulador com linha de retardo

A grande vantagem do uso de moduladores com linha de retardo está no fato de que, como a linha possui uma impedância característica, ela limita naturalmente o valor máximo de corrente em caso de *flash*, o que elimina a necessidade de circuitos de proteção no modulador. Como principal ponto negativo temos a largura de pulso, que é fixa e dependente dos valores dos elementos da linha, obrigando a troca da linha de retardo para cada largura de pulso desejada.

O presente trabalho propõe a troca da fonte de alimentação do modulador com linha de retardo por um conversor *CC/CC*, o que levaria a uma compactação do circuito, aumento da eficiência e substituição dos componentes obsoletos. Além disso, é sugerida a inserção de um circuito de regulação de carga do modulador para obter-se maior regulação dos pulsos aplicados à válvula. Para isso, tem-se que a caracterizar o modulador de pulsos como carga, o que é feito no Capítulo 2.

Apêndice B

Fontes de Alimentação

Circuitos eletrônicos necessitam de uma fonte de energia para operar e, em decorrência desse fato, uma circuitaria de apoio deve ser empregada para realizar essa função. Como a forma mais usual de fornecimento de energia é a rede elétrica, o principal papel desses circuitos, chamados de fonte de alimentação, é a adaptação dos sinais de entrada da rede às características do circuito que se deseja alimentar. Essas necessidades de alimentação são normalmente de sinais de corrente contínua. As fontes de alimentação de corrente contínua são normalmente divididas em Fontes Lineares e Fontes Chaveadas.

B.1 Fontes Lineares

As fontes lineares representam a mais comum das técnicas utilizadas em fontes de alimentação, principalmente devido à simplicidade de seus conceitos, o que torna seu projeto bastante simples e seu custo de desenvolvimento baixo [15].

Essas fontes são construídas utilizando-se um transformador que tem seu primário diretamente ligado à rede elétrica, o qual promove a isolação entre entrada e saída e adapta os níveis de tensão aos patamares requeridos. Ao secundário desse transformador é ligado um retificador, que tem a função de converter o sinal alternado em um sinal contínuo, e um filtro para a eliminação da ondulação da tensão de saída, que pode ser capacitivo, indutivo ou uma

associação de ambos. Além disso, com o intuito de obter-se uma maior regulação de saída, essas fontes podem possuir reguladores lineares de tensão [14]. O diagrama de uma fonte linear pode ser visto na Figura B.1.

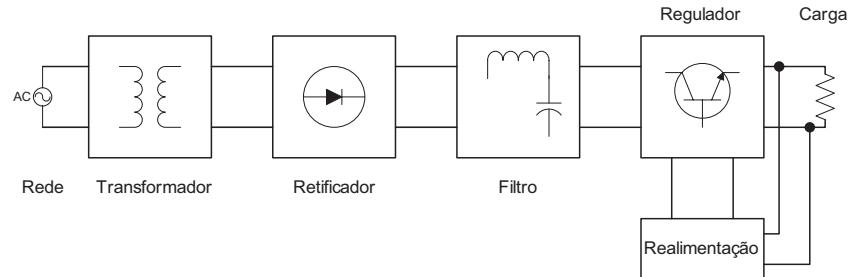


Figura B.1 - Diagrama de uma fonte linear

Um primeiro problema inerente a essa topologia é seu volume. Como o transformador utilizado opera em baixa frequência, ele possui dimensões elevadas. Outro ponto negativo é a dificuldade em conseguir-se tensões de saída ajustáveis, principalmente quando se fornece alta potência. Existem duas formas usuais de variar-se a tensão de saída de uma fonte linear. A primeira é através da inserção de um transformador variável na entrada da fonte, com a função de alterar-se a tensão entregue a mesma. Esses transformadores variáveis, também chamados de Variac's, variam sua relação de transformação através da movimentação mecânica de um eixo. Logo, seu controle de tensão deve ser feito através de atuadores mecânicos, o que resulta em um controle com resposta dinâmica limitada.

A Figura B.2 apresenta a ilustração de um Variac trifásico para frequência de 400Hz utilizado para controle de tensão de saída de uma fonte de corrente contínua para uso em radares. Esse Variac possui dimensões aproximadas de 80cm x 40cm x 40cm e alimenta uma fonte de aproximadamente 2,5kw.

O outro modo de alterar-se a tensão de saída de uma fonte linear é através da utilização de reguladores lineares de tensão. Um exemplo desse tipo de regulador é apresentado na Figura B.3. Esses reguladores, que são transistores operando na região ativa, atuam como divisores resistivos entre a saída de filtro da fonte e carga. Eles utilizam uma referência de tensão para, através de uma malha de realimentação, regular a tensão de saída. Esse tipo de regulador possui

alta estabilidade, não gera ruídos e é facilmente controlável. Todavia, como o seu princípio de funcionamento é baseado na emulação de um resistor variável, a dissipação de calor sobre ele, principalmente em circuitos de alta potência, pode inviabilizar seu uso.

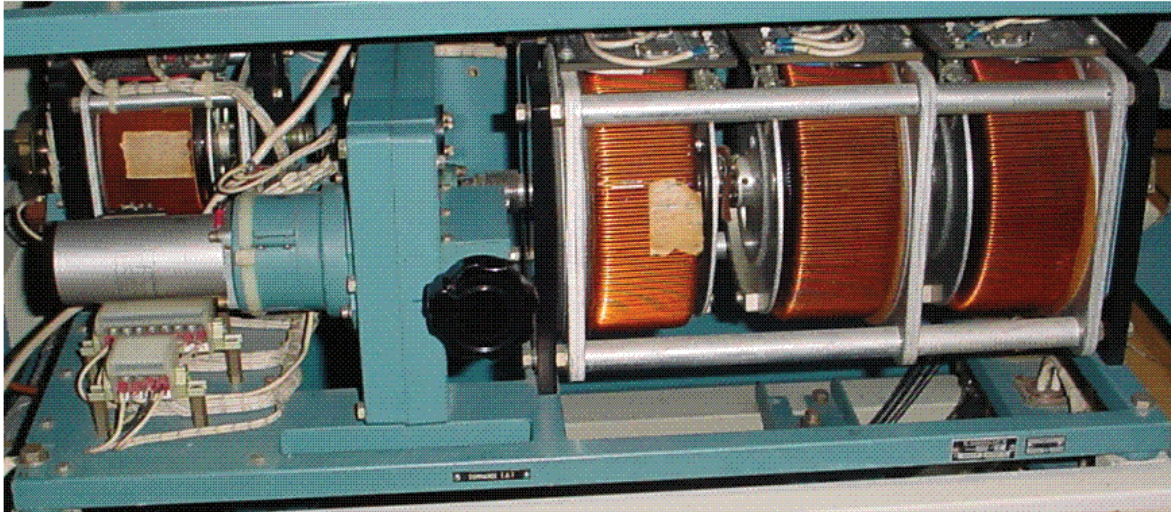


Figura B.2 - Exemplo de um transformador variável utilizado em radares

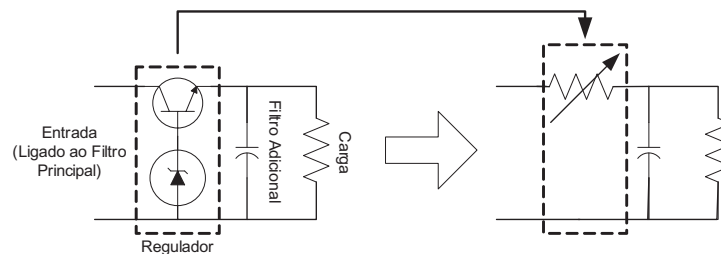


Figura B.3 - Exemplo de um regulador linear

Uma possibilidade para solucionar esses problemas relacionados às fontes lineares é a associação das duas técnicas citadas anteriormente, isto é, o uso conjunto de transformadores variáveis e reguladores lineares, onde pode-se obter baixo nível de ruído, boa regulação e baixa perda de potência. Contudo, existe a necessidade de um circuito de controle mais elaborado e o grande volume ocupado pela fonte não seria reduzido.

Um outro problema relacionado às fontes lineares é em relação ao valor dos filtros de saída que devem ser empregados. Como a frequência de operação dessas fontes é muito baixa, os filtros devem ter valores muito elevados para conseguirem “sustentar” a tensão de saída até o próximo ciclo, fazendo com que os mesmos tenham volume elevado.

B.2 Fontes Chaveadas

As fontes chaveadas têm uma filosofia de funcionamento bem distinta da utilizada em fontes lineares. Ao invés de utilizar um transformador de entrada, a rede é retificada e filtrada, gerando um barramento de tensão contínua ainda susceptível à variações da rede. Essa tensão é entregue a um circuito chaveador, que pode ter ou não um transformador, que recorta a tensão contínua e a converte em uma onda quadrada. Essa onda quadrada é retificada e filtrada, sendo convertida novamente em um sinal contínuo. Parte dessa tensão de saída é amostrada e entregue ao circuito de realimentação, que define o ciclo de trabalho do chaveador, regulando a tensão da fonte. O diagrama em blocos básico dessa fonte pode ser visto na Figura B.4. Ele omite algumas outras partes comumente encontradas nesse tipo de fonte, tais como filtros de EMI/EMC, limitadores de In-rush e circuitos de proteção e supervisão [15].

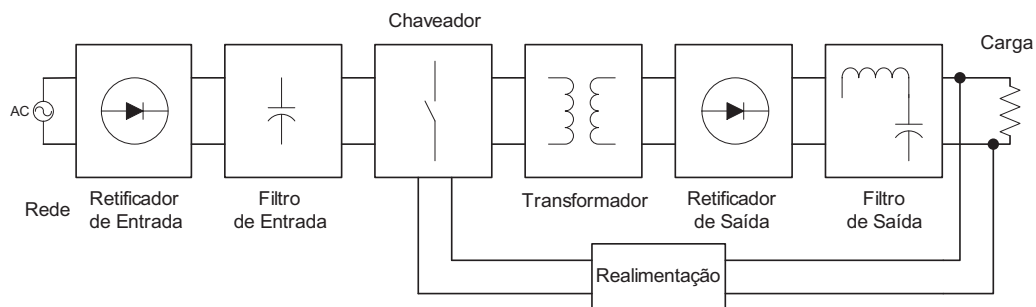


Figura B.4 - Diagrama de uma fonte chaveada

Essa topologia apresenta como principais vantagens o volume reduzido e o alto rendimento. O volume reduzido se deve ao fato de que como essa fonte opera em alta

frequência o tamanho dos transformadores e elementos indutivos são bem menores que os de uma fonte linear de baixa frequência. Já a alta eficiência é consequência da operação chaveada do regulador, o qual trabalha em regime de corte e saturação (e não na região ativa como ocorre em fontes lineares), o que diminui as perdas de potência do circuito e o tamanho dos dissipadores necessários.

Além disso, como essa topologia possui uma resposta rápida a variações de entrada, já que atua em uma frequência bem superior que a da rede, ela necessita de elementos de filtragem – capacitores e indutores – de valores inferiores aos utilizados em fontes convencionais. Com isso, a densidade de potência de projetos de fontes chaveadas é muito elevada, podendo atingir a ordem de dezenas de Watts por polegada cúbica.

Como principais problemas apresentados pelas fontes chaveadas podemos citar a maior complexidade dos circuitos, que ocasiona um maior tempo de desenvolvimento, e a geração de ruídos conduzidos e irradiados devido a alta frequência de chaveamento.

B.2.1 REGULADORES CHAVEADOS (CONVERSORES CC/CC)

Os conversores CC/CC são circuitos que têm como principal função converter um sinal de corrente contínua em um outro sinal também de corrente contínua, de valor maior, igual ou menor do que o inicial, isolando ou não a entrada da saída.

Existem várias técnicas para o controle desse tipo de circuito, sendo a modulação por largura de pulso ou *PWM (Pulse Width Modulation)* a mais comumente utilizada. Essa técnica consiste no acionamento da chave em momentos igualmente espaçados (frequência constante), sendo que a duração desses acionamentos depende da comparação entre uma rampa e um sinal de erro. O sinal de erro normalmente é gerado pela comparação entre a tensão de saída da fonte e uma referência de tensão estável. Um exemplo de modulação por largura de pulso é ilustrado na Figura B.5.

Outra interpretação para a operação dos conversores chaveados é que eles operam regulando a tensão de saída através do chaveamento da tensão de entrada, usando o ciclo de trabalho da chave como mecanismo de controle. Sempre que existir uma tendência à alteração da tensão de saída, seja devido a mudanças na tensão de entrada, seja devido a variações da

carga, o circuito de controle atua, aumentando ou diminuindo o tempo de condução das chaves, mantendo o sinal de saída no mesmo valor.

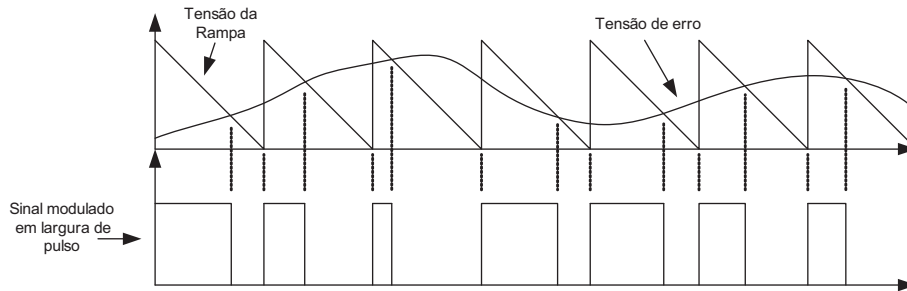


Figura B.5 - Exemplo de modulação por largura de pulso

Os dois tipos básicos de conversores CC/CC chaveados são o redutor de tensão (*step down*) e o elevador de tensão (*step up*).

B.2.1.1 Conversor redutor de tensão

Este tipo de conversor possui quatro elementos básicos, sendo eles uma chave, um diodo de circulação, um indutor e um capacitor. Ele pode variar a tensão de saída desde zero até o valor da tensão de entrada V_{IN} . Seu esquema elétrico pode ser visto na Figura B.6.

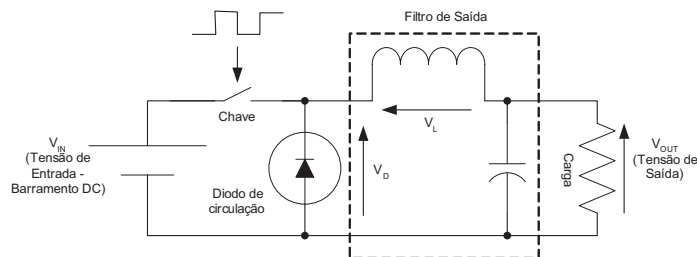


Figura B.6 - Esquema elétrico de um conversor *step down*

Esse conversor pode apresentar dois modos de operação distintos, sendo eles o modo de operação contínuo e o modo de operação descontínuo [13]. O modo contínuo é aquele no qual sempre existe corrente circulando pelo indutor do circuito. Já o modo descontínuo é aquele onde a corrente do indutor se anula em algum ponto do ciclo de operação. Cada um desses modos de

operação possui relação entrada/saída diferente, o que obriga a realização de um equacionamento separado para cada um desses modos.

B.2.1.1.1 Modo Contínuo

Para analisar-se a relação entre entrada e saída, parti-se do princípio que o circuito está operando em regime, que a carga é constante e que as perdas na chave e no diodo são nulas. Nesta condição, pode-se definir que a tensão média no indutor (\bar{V}_L) é zero e que a corrente média pelo capacitor (\bar{I}_C) é nula. Essas hipóteses são bastante razoáveis para componentes ideais, já que se a tensão média do indutor for diferente de zero, a corrente pelo mesmo tende ao infinito, da mesma forma que se a corrente média pelo capacitor não for nula, sua tensão tende a crescer ilimitadamente. Na prática, imperfeições como resistências parasitas dos indutores e fugas pelos dielétricos dos capacitores amenizam esses efeitos.

O funcionamento desse conversor no modo contínuo se divide em duas etapas. Na primeira, quando a chave fecha, a tensão V_{IN} é aplicada à entrada do indutor. Como a tensão de saída V_{OUT} permanece praticamente constante devido ao capacitor, a tensão sobre o indutor será $V_{L1} = V_{IN} - V_{OUT}$, fazendo com que a corrente pelo mesmo cresça. Como a tensão de saída V_{OUT} não varia, a corrente da carga também se mantém, fazendo com que o excesso de corrente no indutor carregue o capacitor, assim como mostrado na Figura B.7(a).

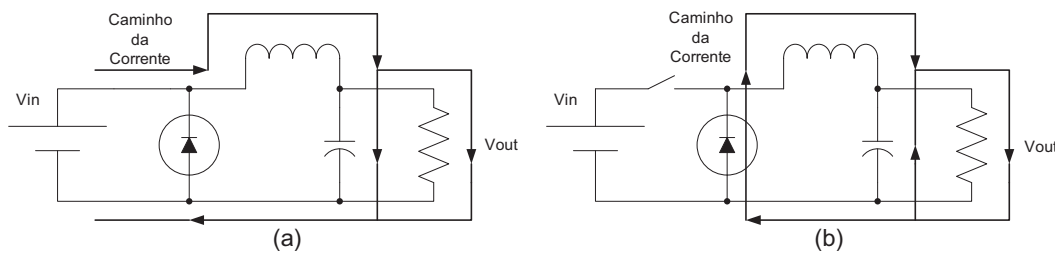


Figura B.7 - Formas de circulação de corrente

Na segunda etapa, que ocorre quando a chave abre, o diodo de circulação cria um caminho para corrente armazenada pelo indutor, fazendo com que a tensão sobre o mesmo caia

para $V_{L2} = -V_{OUT}$, o que leva a diminuição de sua corrente. Isso faz com que o capacitor forneça a parcela de corrente faltante para a carga, descarregando-se. A Figura B.7(b) mostra a circulação de corrente no circuito para essa situação enquanto as formas de onda associadas ao circuito são apresentadas pela Figura B.8.

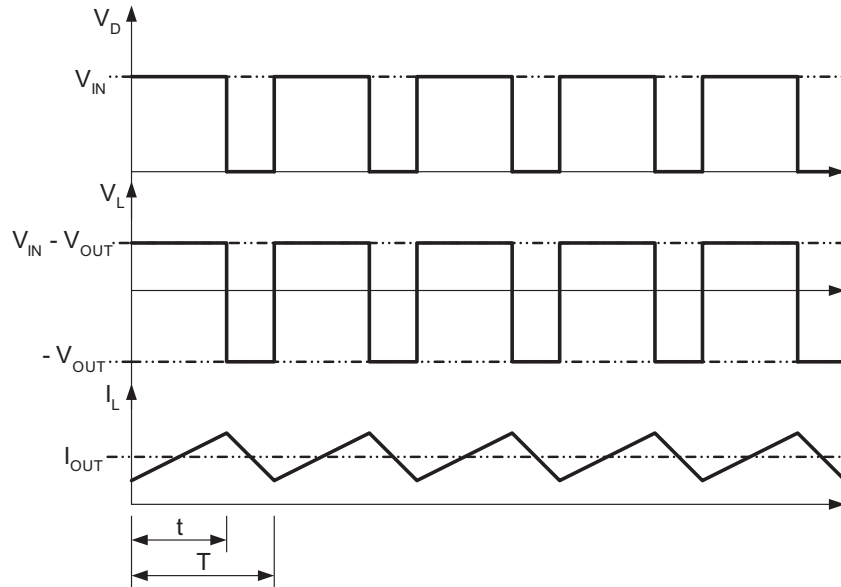


Figura B.8 - Formas de onda do conversor *step down* em modo de condução contínuo

Com base nas relações anteriores, pode-se dizer que $\bar{V}_L = V_{L1} \cdot t - V_{L2} \cdot (T - t)$, sendo t o tempo em que a chave S1 permanece fechada e T o período do sinal de controle. Logo,

$$\bar{V}_L = (V_{IN} - V_{OUT}) \cdot t - V_{OUT} \cdot (T - t) \quad (B.1)$$

Como uma das condições para o circuito atingir o regime é que $\bar{V}_L = 0$, chega-se a

$$0 = (V_{IN} - V_{OUT}) \cdot t - V_{OUT} \cdot (T - t) \quad (B.2)$$

$$0 = V_{IN} \cdot t - V_{OUT} \cdot t - V_{OUT} \cdot T + V_{OUT} \cdot t \quad (B.3)$$

$$V_{OUT} \cdot T = V_{IN} \cdot t \quad (B.4)$$

$$V_{OUT} = V_{IN} \cdot \frac{t}{T} \therefore V_{OUT} = V_{IN} \cdot \delta \quad (B.5)$$

Como o período T é fixo, a equação (B.5) mostra que o conversor redutor de tensão no modo contínuo apresenta uma relação linear entre tensão de saída e entrada e que depende

apenas do tempo em que a chave S1 fica fechada. A relação t/T é denominada de ciclo de trabalho do conversor e representada por δ . O valor de δ pode variar de zero até um, permitindo que a tensão de saída varie de zero até à própria tensão de entrada.

B.2.1.1.2 Modo Descontínuo

O funcionamento do conversor *step down* no modo descontínuo se divide em três etapas. As duas primeiras são idênticas as do modo contínuo. Já a terceira etapa ocorre quando a chave está aberta, a corrente pelo indutor se anula e só o capacitor fornece corrente para carga, conforme mostrado na Figura B.9. A Figura B.10 apresenta as formas de onda para esse modo de operação.

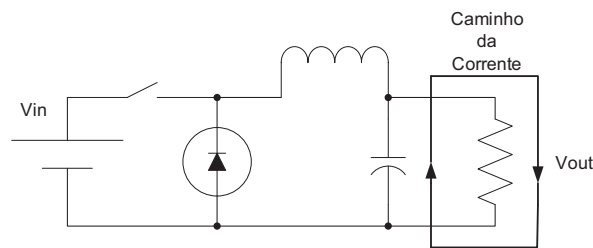


Figura B.9 - Circulação de corrente no modo descontínuo

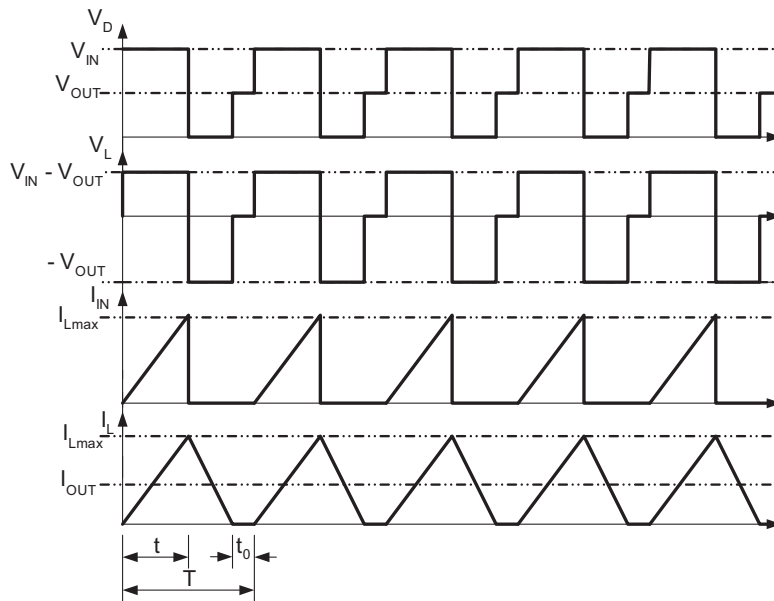


Figura B.10 - Formas de onda do conversor *step down* em modo descontínuo

A tensão média no indutor é igual a

$$\bar{V}_L = (V_{IN} - V_{OUT}) \cdot t - V_{OUT} \cdot (T - t - t_0) + 0 \cdot t_0 \quad (\text{B.6})$$

Para que o circuito esteja em regime, $\bar{V}_L = 0$. Logo,

$$0 = (V_{IN} - V_{OUT}) \cdot t - V_{OUT} \cdot (T - t - t_0) \quad (\text{B.7})$$

$$V_{OUT} \cdot (T - t_0) = V_{IN} \cdot t \quad (\text{B.8})$$

$$V_{OUT} = V_{IN} \cdot \frac{t}{T - t_0} \quad (\text{B.9})$$

A equação (B.9) mostra que a função de transferência do conversor *step down* no modo descontínuo não depende apenas do ciclo de trabalho, mas também do tempo durante o qual a corrente no indutor permanece nula.

Observando-se a forma de onda da corrente de entrada I_{IN} na Figura B.10, pode-se deduzir que seu valor médio é

$$\bar{I}_{IN} = \frac{I_{L\max} \cdot t}{2 \cdot T} \quad (\text{B.10})$$

sendo $I_{L\max} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L} \cdot t$. Logo,

$$\bar{I}_{IN} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L} \cdot t \cdot \frac{t}{2 \cdot T} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{2 \cdot L} \cdot \delta^2 \cdot T \quad (\text{B.11})$$

Admitindo-se que a potência média de entrada é igual à potência média de saída, o que é bastante razoável para um circuito ideal operando em regime, chega-se a

$$V_{IN} \cdot \bar{I}_{IN} = V_{OUT} \cdot I_0 \therefore V_{OUT} = \frac{V_{IN} \cdot \bar{I}_{IN}}{I_0} \quad (\text{B.12})$$

Substituindo-se a equação (B.11) na equação (B.12), tem-se que

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{I_0} \cdot \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{2 \cdot L} \cdot \delta^2 \cdot T \therefore V_{OUT} = \frac{V_{IN}^2 \cdot \delta^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot I_0 + V_{IN} \cdot \delta^2 \cdot T} \quad (\text{B.13})$$

Ao analisar-se a equação (B.13), considerando a carga invariável no tempo, ve-se que na condução descontínua o conversor possui uma “relação de transformação” que varia em função do ciclo de trabalho e da tensão de entrada, mas de forma não linear. Conclui-se que é

fortemente recomendável operar esse conversor em modo de condução contínuo, já que nessa situação o controle da tensão de saída pode ser feito de uma forma bem mais simples.

B.2.1.2 Conversor elevador de tensão

O conversor elevador de tensão, também chamado de conversor *step up*, possui os mesmos elementos básicos do conversor redutor de tensão, porém arranjados de forma diferente, como pode ser visto na Figura B.11. A operação desse conversor pode ser explicada da seguinte forma. Quando a chave está conduzindo, a tensão de entrada é aplicada inteiramente sobre o indutor, fazendo que sua corrente cresça e que energia seja armazenada no mesmo. Enquanto isso, apenas o capacitor fornece corrente para a carga, o que pode ser visto na Figura B.12(a). Quando a chave abre, existe energia armazenada no indutor, o que faz com que a tensão sobre o mesmo inverta de polaridade e cresça, até que o diodo comece a conduzir e gere um caminho de circulação para a corrente. Com isso, a energia armazenada previamente no indutor carrega o capacitor e alimenta a carga, assim como mostrado pela Figura B.12(b). Como a tensão do capacitor deve ser igual à soma da tensão do indutor com a da fonte de entrada, pode-se concluir que a tensão de saída é maior que a de entrada, o que justifica o nome do conversor.

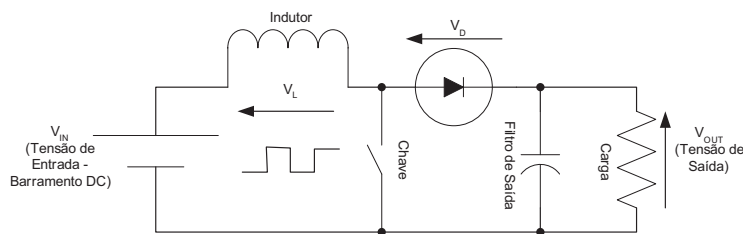


Figura B.11 - Esquema elétrico de um conversor *step up*

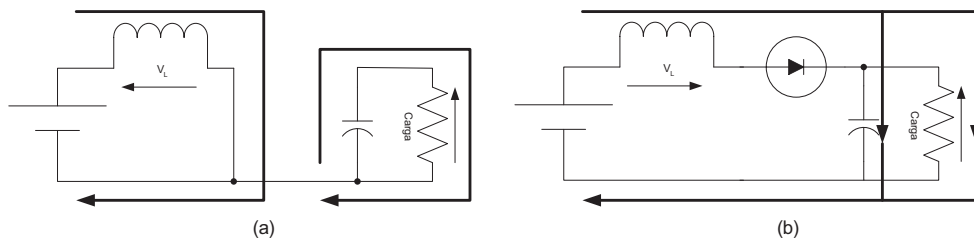


Figura B.12 - Formas de circulação de corrente

Uma característica do funcionamento do conversor elevador é que quando a chave está fechada, apenas o capacitor entrega corrente para a carga, fazendo que ondulação de saída seja maior que no caso do conversor redutor. Outra peculiaridade desse circuito é que se a chave entrar em curto-circuito, o valor da corrente drenada da fonte pode atingir valores muito altos, podendo gerar graves danos ao circuito. Logo, existe a necessidade da inserção de uma proteção em série com a chave, para atuar no caso de curto e não permitir maiores danos.

O conversor elevador também pode operar nos modos de condução contínuo e descontínuo.

B.2.1.2.1 Modo Contínuo

Como dito anteriormente, sempre que a chave conduz, a corrente entregue a carga é suprida pelo capacitor, de onde conclui-se que a corrente de saída desse conversor é sempre descontínua. De fato, no conversor elevador, a definição do modo de operação é feita observando-se a corrente fornecida pela fonte e não pela corrente entregue a saída, como foi feito no caso do conversor redutor. As formas de onda do conversor elevador para o modo de condução contínuo são apresentadas na Figura B.13.

Partindo das condições de operação em regime, ou seja, tensão média no indutor nula e corrente média pelo capacitor igual a zero, pode-se equacionar o circuito em duas etapas. Na primeira, quando a chave está conduzindo, o indutor possui sobre si toda a tensão da fonte de entrada V_{IN} , o diodo está cortado e o capacitor, que possui tensão V_{OUT} , alimenta a carga. A variação de corrente no indutor é

$$\Delta I_{IN1} = \frac{V_{IN} \cdot t}{L} \quad (\text{B.14})$$

Na segunda etapa, a chave está aberta e o indutor descarrega sua corrente no capacitor e na carga, através do diodo. Portanto, a tensão sobre o indutor fica igual a diferença entre a tensão de entrada V_{IN} e a tensão de saída V_{OUT} , sendo a variação de corrente dada por

$$\Delta I_{IN2} = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \cdot (T - t)}{L} \quad (\text{B.15})$$

Como o conversor está operando em regime, a variação da corrente durante um período de funcionamento deve ser nula ou, matematicamente,

$$\Delta I_{IN1} + \Delta I_{IN2} = 0 \therefore \Delta I_{IN1} = -\Delta I_{IN2} \quad (B.16)$$

Substituindo-se as equações (B.14) e (B.15) em (B.16), tem-se

$$\frac{V_{IN} \cdot t}{L} = \frac{(V_{OUT} - V_{IN}) \cdot (T - t)}{L} \quad (B.17)$$

$$V_{IN} \cdot t = V_{OUT} \cdot (T - t) - V_{IN} \cdot T + V_{IN} \cdot t \quad (B.18)$$

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{T}{(T - t)} \quad (B.19)$$

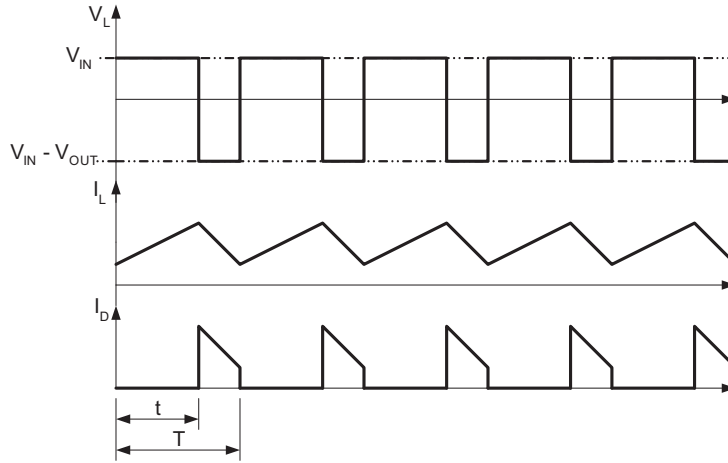


Figura B.13 - Formas de onda do conversor *step up* em modo de condução contínuo

Colocando-se a equação (B.19) em função do ciclo de trabalho, chega-se a

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{1 - \delta} \quad (B.20)$$

Como o ciclo de trabalho tem seu valor variando entre 0 e 1, vê-se pela equação (B.20) que a tensão de saída do conversor elevador pode variar indefinidamente, partindo do valor inicial V_{IN} . Na prática, os valores de tensão de saída possuem um valor limitado, definido pelas perdas do circuito.

B.2.1.2.2 Modo Descontínuo

Neste modo de operação, três condições alternam-se durante um ciclo de funcionamento, conforme pode ser visto nas formas de onda da Figura B.14. No início, quando a chave fecha, a corrente no indutor parte de zero e atinge o valor de pico

$$\hat{I}_L = \frac{V_{IN} \cdot t}{L} \quad (\text{B.21})$$

enquanto a corrente média pela chave vale

$$\bar{I}_S = \hat{I}_L \cdot \frac{t}{2 \cdot T} \quad (\text{B.22})$$

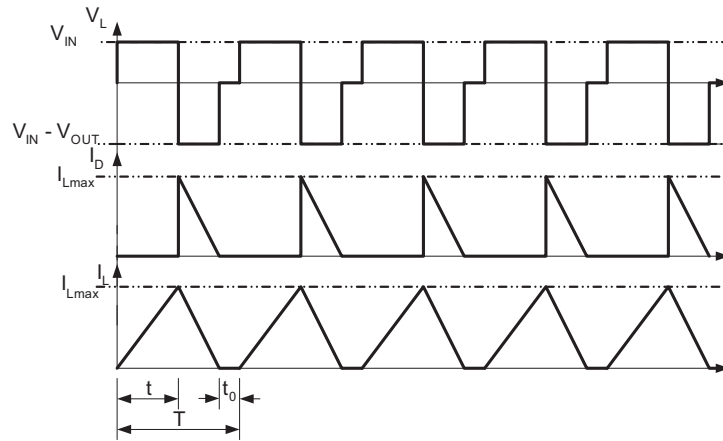


Figura B.14 - Formas de onda do conversor *step up* em modo de condução descontínuo

Quando a chave abre, a corrente pelo indutor descarrega-se sobre o capacitor e a carga, caindo até zero. A partir desse ponto, a corrente do indutor permanece nula até o início do próximo ciclo de operação, fazendo que toda a energia requerida pela carga seja suprida pelo capacitor. Logo, a corrente média pelo indutor, que é idêntica a corrente fornecida pela fonte, é igual a corrente média pela chave somada a corrente média da carga, assim como mostrado pela equação (B.23).

$$\bar{I}_L = \bar{I}_{IN} = \hat{I}_L \cdot \frac{t}{2 \cdot T} + I_{OUT} \quad (\text{B.23})$$

Considerando-se que o circuito é ideal, a potência fornecida pela fonte é igual a potência consumida pela carga. Logo,

$$V_{IN} \cdot \bar{I}_{IN} = V_{OUT} \cdot I_{OUT} \therefore V_{OUT} = \frac{V_{IN} \cdot \bar{I}_{IN}}{I_{OUT}} \therefore V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{I_{OUT}} \cdot \left(\hat{I}_L \cdot \frac{t}{2 \cdot T} + I_{OUT} \right) \quad (\text{B.24})$$

Substituindo-se a equação (B.21) em (B.24), tem-se que

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{I_{OUT}} \cdot \left(\frac{V_{IN} \cdot t}{L} \cdot \frac{t}{2 \cdot T} + I_{OUT} \right) \therefore V_{OUT} = V_{IN} \cdot \left(1 + \frac{V_{IN} \cdot t^2}{2 \cdot T \cdot L \cdot I_{OUT}} \right) \quad (\text{B.25})$$

Colocando a equação (B.25) em função do ciclo de trabalho, chega-se a

$$V_{OUT} = V_{IN} \cdot \left(1 + \frac{V_{IN} \cdot \delta^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot I_{OUT}} \right) \quad (\text{B.26})$$

Assim como o conversor redutor de tensão, o conversor elevador operando em modo descontínuo também possui uma função de transferência bastante complexa e que depende de vários parâmetros, indicando que deve-se evitar essa região e procurar operar sempre no modo de condução contínuo.

B.2.1.3 Outros Conversores

O conversor redutor de tensão e o conversor elevador de tensão são dois tipos elementares de conversores CC/CC. Existem várias outras topologias derivadas desses dois conversores com características e aplicações distintas.

O sistema de alimentação de um modulador de pulsos para radar precisa fornecer uma tensão da ordem de milhares de volts e alguns quilowatts de potência, partindo de uma rede de alimentação comercial (normalmente 127V/220V). Logo, o uso de uma topologia que eleve a tensão é necessário. Além disso, o conversor deve possuir entrada e saída isoladas, o que acarreta na necessidade do uso de um transformador. Isso pode levar a conclusão de que a escolha de um conversor elevador de tensão, ou uma topologia derivada, é a opção mais adequada. Contudo, nesse tipo de conversor, a energia é armazenada no núcleo do indutor durante a condução da chave e descarregada na saída quando a chave se abre. Como a fonte precisa fornecer uma potência razoavelmente alta, esse núcleo deve ter dimensões muito elevadas para armazenar a quantidade de energia requerida e acomodar os condutores adequados, o que faz com que o conversor demande de muito espaço físico.

Como alternativa ao conversor elevador de tensão, existem conversores derivados do conversor *step down* que utilizam transformadores com o intuito de se obter maiores tensões de saída. Algumas dessas topologias fazem o uso do núcleo do transformador nos dois sentidos, evitando a saturação e permitindo o melhor uso do elemento magnético [14 e 15]. Dentre essas topologias, altamente recomendadas para potências mais elevadas, selecionamos a topologia ponte completa (ou *Full-Bridge*), a qual será analisada em detalhes nesse trabalho.