

Tese de Mestrado

Desenvolvimento de uma Fonte de Alta Tensão
Chaveada para Tubos Fotomultiplicadores

Gabriel Luis Azzi

Mestrado em Instrumentação Científica
Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas
Rio de Janeiro, Março de 2006

*A Minha Esposa Iara
As Minhas Filhas Tatiana e Juliana*

Agradecimentos

A Mário Vaz da Silva Filho por sua orientação, pela liberdade dada na realização deste trabalho e principalmente por sua amizade.

Ao engenheiro José Eugênio Rangel Marins, pela amizade, pelos ensinamentos, pelas contribuições iniciais na pesquisa, e por ter gentilmente cedido farto material bibliográfico.

A Márcio Portes de Albuquerque pelas valiosas sugestões para melhorar este trabalho e pela boa vontade que sempre me foi dispensada.

Sou grato ao Ismar Russano, pelas proveitosas conversas sobre eletrônica, sugestões e, sobretudo, pela amizade.

Ao técnico Maurício Bochner pelo profissionalismo e boa vontade na execução dos trabalhos solicitados.

Aos professores Odilon Antônio Tavares e Sérgio Duarte pela amizade e o pelo constante apoio.

Aos professores Geraldo Cernicchiaro, Ademarlaudo Barbosa e Henrique Saitovitch, agradeço pela disponibilidade dos equipamentos de seus respectivos laboratórios nas medidas de caracterização da Fonte de Alta Tensão.

Ao Tecnologista José Thadeu Cavalcante pela amizade, atenção e presteza sempre dispensada.

Aos meus colegas e amigos da Coordenadoria de Atividades Técnicas - CAT pelo incentivo para a realização deste Mestrado.

A todos os amigos e colegas de Mestrado. Pelas discussões, amizade, companheirismo, pelo bom dia, pelas risadas...

Aos meus queridos pais, pelo amor e pelo exemplo de trabalho, dignidade e determinação que me proporcionaram.

Agradeço ao Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas (CBPF) pelo suporte e apoio para o desenvolvimento deste trabalho.

Enfim a todas as pessoas que me ajudaram a concretizar este trabalho e que sem querer esqueci de mencionar.

Resumo

Este trabalho apresenta o estudo e o projeto de uma fonte chaveada de alta tensão com alta estabilidade e eficiência, e de fácil adaptação para diversas aplicações em laboratórios do Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas - CBPF. Descreve-se o projeto e testes de um protótipo construído para polarizar um tubo fotomultiplicador de um tanque detector de radiação Cherenkov, instalado no CBPF, e que é similar ao detector de superfície utilizado no Projeto Pierre Auger localizado em Mendoza, Argentina.

O desenvolvimento do projeto, assim como os testes e simulações, foram realizados nos Laboratórios de Eletrônica da Coordenadoria de Atividades Técnicas (CAT), de Sistemas de Detecção (LSD), de Correlação Angular do CBPF, de Instrumentação e Medidas (LMI) e de Física Experimental e Altas Energias (LAFEX).

Abstract

This publication presents the study and the design of a high voltage switching power supply with high stability and efficiency, easily adaptable to several applications in the Brazilian Center for Research in Physics – CBPF laboratories. The design and tests of a prototype are presented, made to bias the photomultiplier tube of a Cherenkov radiation detector tank, located at CBPF, similar to the surface detector of the Pierre Auger Project located in Mendoza, Argentina.

The design, tests and simulations were done at the followings Laboratories: "Eletrônica da Coordenadoria de Atividades Técnicas (CAT)"; "Sistemas de Detecção (LSD)"; "Correlação Angular; Instrumentação e Medidas (LMI)" and "Física Experimental e Altas Energias(LAFEX)".

Conteúdo

Agradecimentos	i
Resumo	ii
Abstract	iii
Conteúdo	iv
Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xiii
1 Introdução	1
1.1 Motivação	2
1.2 Objetivos	3
1.3 Visão Geral sobre o Projeto Auger	3
1.4 O Tanque Detector do CBPF	5
1.5 Requisitos.....	6
1.6 Especificações da Fonte de Alta Tensão	9
1.7 Estrutura do texto	9
2 Tubos Fotomultiplicadores – PMT	11
2.1 Funcionamento Geral do PMT	12
2.2 A Foto-emissão e o Fotocatodo	13
2.3 Multiplicação Eletrônica – Emissão Secundária	14
2.4 Parâmetros da PMT influenciados pela Alta Tensão	15
2.5 A Polarização de PMTs	20
2.5.1 Circuito Divisor de Tensão ou Base do PMT	20
2.5.2 Base Ativa	26
2.5.3 A Base do PMT do Projeto Pierre Auger	27
2.5.4 A Base do PMT do Tanque Protótipo	28

2.6	A PMT utilizada no tanque Protótipo	28
2.7	A PMT e a Base para o Laboratório de Correlação Angular	29
2.8	O PMT e a Base utilizada no Laboratório de Nanoscopia	30
2.9	Considerações de Projeto da Fonte de Alta Tensão	30
3	Fontes Chaveadas e Conversores CC-CC	31
3.1	Fontes Chaveadas	31
3.1.1	Funcionamento de uma Fonte Chaveada	32
3.1.2	Comparação entre Fontes Lineares e Fontes Chaveadas	33
3.2	Conversores CC-CC	34
3.3	Modulação por Largura de Pulso (PWM)	36
3.3.1	O Método de Controle	39
3.4	A Topologia	40
3.4.1	Conversor Push-Pull	42
3.4.2	O Conversor Push-Pull com Dobrador e Filtro Extra	49
3.4.3	Resultados de Simulação	50
3.5	Os Semicondutores de Chaveamento	57
3.5.1	A Seleção dos Transistores	60
3.5.2	A Escolha do Transistor MOS	61
3.5.2.1	Regiões de Operação	61
3.5.2.2	Características da Capacitância	62
3.5.2.3	Carga de Porta- Q_g	63
3.5.2.4	Características de Chaveamento $t_{d(on)}, t_r, t_{d(off)}, t_f$	65
3.5.2.5	Resistência de Condução $R_{ds(on)}$	67
3.5.3	As Perdas no MOSFET	67
3.5.4	Circuitos Grampeadores - Snubbers	69
3.6	O Projeto do Transformador	70
3.6.1	A Física dos Transformadores	70
3.6.1.1	Lei de Ampère	70
3.6.1.2	Força Magnetomotriz	70

3.6.1.3	Intensidade de Fluxo Magnético (B).....	71
3.6.1.4	Histerese, Saturação e Fluxo Residual	72
3.6.1.5	Ponto de Curie	73
3.6.1.6	Lei de Faraday da Tensão Induzida em um Indutor ..	73
3.6.2	Transformadores	74
3.6.2.1	Modelo para um Transformador	76
3.6.2.2	Resistência do Enrolamento	80
3.6.2.3	A Posição dos Enrolamentos	80
3.6.2.4	A Escolha do Material do Núcleo	80
3.6.2.5	A Escolha do Formato do Núcleo de Ferrite	82
3.6.2.6	O Dimensionamento dos Enrolamentos	84
3.6.2.7	O Dimensionamento do Núcleo do Transformador	85
3.6.2.8	Potências Dissipadas nos Elementos Magnéticos	86
3.6.2.8.1	Potência Dissipada no Núcleo	86
3.6.2.8.2	Potência Dissipada nos Enrolamentos	87
3.7	Multiplicadores de Tensão	88
3.8	Interferência Eletromagnética e Blindagem Eletrostática	89
4	A Engenharia da Fonte de Alta Tensão	91
4.1	O Projeto do Circuito	91
4.2	A Seleção do Conversor PWM	92
4.2.1	O C.I. UC3525	93
4.2.1.1	O Oscilador	94
4.2.1.2	A Entrada “Shut-down“ (desligamento)	95
4.2.1.3	A Seleção da Frequência de Chaveamento	95
4.2.1.4	Gerador de Tempo Morto	96
4.2.1.5	A Compensação para estabilização do Amplificador Operacional.....	96
4.2.1.6	A Alimentação do C.I.	96
4.2.1.7	Os Transistores de Chaveamento Interno	97
4.2.1.8	O Ponto de Operação do Conversor	97

4.3	O amplificador de Amostragem de Tensão	98
4.4	A Escolha dos MOSFETs	99
4.5	Cálculo das Perdas no MOSFET	101
4.6	Cálculo Térmico	103
4.7	O Transformador	104
4.7.1	Dimensionamento do Núcleo	104
4.7.2	Dimensionamento do Número de Espiras	104
4.7.3	Cálculo das Potências nos Elementos Magnéticos	105
4.7.4	A Temperatura do Núcleo	106
4.8	O Dimensionamento do Multiplicador de Tensão	107
4.9	O Filtro de Saída	107
4.10	A Escolha dos Diodos	108
4.11	A Eficiência da Fonte	109
4.12	Ajustes Internos	110
4.12.1	Ajuste da Tensão Máxima	110
4.12.2	Controle da Tensão de Saída	110
4.12.3	Ajuste da Frequência de Operação	110
4.13	Resultados de Simulação	110
4.14	Conclusão	113
5	O Protótipo Implementado e os Resultados Experimentais	114
5.1	Ensaio em Bancada	115
5.1.1	Ensaio com Carga Resistiva	117
5.1.2	Ensaio com a Base da Fotomultiplicadora	120
5.2	Ensaio com a Base e a Fotomultiplicadora no Tanque Protótipo	121
5.3	Estabilidade ao Longo do Tempo	123
5.4	Ensaio no Laboratório de Correlação Angular do CBPF	125
5.4.1	Instrumental	125
5.4.2	Medidas e Resultados	127
5.5	Autonomia	129
5.6	Ensaio com o Transformador	129

5.6.1 Testes a Vazio	129
5.6.2 Testes de Curto-Circuito	130
Conclusão	132
Bibliografia	134
APÊNDICE 1: Topologias de Fontes Chaveadas	141
APÊNDICE 2: Circuito Integrado UC3525	142
APÊNDICE 3: Amplificador Operacional OPA241	143
APÊNDICE 4: MOSFET IRFD110	144
APÊNDICE 5: Diodo Z25UF	145
APÊNDICE 6: Lista do Material Utilizado	146

Lista de Figuras

1-1	Diagrama de blocos da conexão entre o PMT, o conversor CC/CC, a bateria e o painel solar	3
1-2	Detector de Superfície do Observatório Pierre Auger	5
1-3	Tanque protótipo do CBPF	6
1-4	A base do PMT do Projeto Auger	7
2.1	Componentes de um PMT	11
2-2	Tempo de trânsito e o tempo de subida	20
2-3	Alimentação com catodo aterrado	21
2-4	Alimentação com potencial de catodo negativo	21
2-5	Divisores de tensão: (a) tipo A, (b) tipo B e (c) tipo C	23
2-6	Distribuição da corrente em um PMT quando uma corrente CC de anodo passa a circular	24
2.7	Estabilização da tensão com diodos zener	25
2.8	Exemplo de base ativa usada para polarizar 10 dinodos de um PMT	26
2.9	Esquema típico da base de um PMT utilizado no Observatório Auger	27
2.10	Esquema da Base do PMT, utilizado no tanque protótipo	28
2.11	Esquema da base do PMT 8850	30
2.12	Esquema da base do PMT 56AVP	30
3-1	Diagrama de blocos de uma fonte chaveada	32
3-2	Conversor CC-CC elementar (a)circuito (b) tensão de saída	35
3-3	Forma de onda típica de saída do PWM	37

3-4	Diagrama de Blocos de um C.I. PWM	37
3-5	Formas de onda de um circuito integrado PWM	38
3-6	Saída do PWM para 20%,50% e 80% de duty cycle	38
3-7	Diagrama de blocos da malha de controle	43
3-8	Conversor Push-pull com dobrador de tensão	44
3-9	(a) Conversor etapa1; (b) Circuito equivalente; (c) Tensão de saída $V_{out} = V_{c1} + V_{c2}$ no regime transitório e tensão no secundário do transformador $V_{L_{sec}}$; (d) Tensão de saída $V_{out} = V_{c1} + V_{c2}$ e tensão no secundário do transformador $V_{L_{sec}}$	45
3-10	(a) Configuração do conversor segunda etapa; (b)O circuito equivalente	46
3-11	(a) Configuração do conversor terceira etapa; (b) Circuito equivalente terceira etapa; (c) Tensão no capacitor V_{C2} e tensão no secundário do transformador	47
3-12	(a) Conversor quarta etapa; (b) Tensão no capacitor V_{C2} e V_{out}	48
3-13	Conversor Push-Pull a ser implementado	49
3-14	Esquema elétrico do circuito empregado na simulação	50
3-15	Tensões nos enrolamentos primário e secundário do transformador	51
3-16	(a) Correntes no enrolamento primário;(b) No enrolamento secundário; (c) Queda da corrente no capacitor C_1 do dobrador	52
3-17	(a) Tensão nos capacitores do dobrador; (b) Formas de onda da corrente no capacitor de saída e na carga	53
3-18	(a) Forma de onda no capacitor de saída e na carga; (b)Forma de onda da tensão e da corrente na carga	54
3-19	Tensão de ondulação sem filtro RC, para: (a)Largura de pulso de $10\mu s = 1.5V_{pp}$; (b) Largura de pulso de $40\mu s = 350mV_{pp}$	55
3-19	Tensão de ondulação com filtro RC, para: (a)Largura de pulso de $10\mu s = 8mV_{pp}$; (b) Largura de pulso de $40\mu s = 1mV_{pp}$	56
3-20	Ondulações de corrente para largura de pulso de:(a) $10\mu s = 15nA$ e (b) $40\mu s = ,5nA$	57
3-21	Curvas Características do MOSFET canal n	61
3-22	Modelo do MOSFET	62

3-23	Gráfico de $V_{GS}(t)$, $i_G(t)$, $V_{DS}(t)$, $i_D(t)$	64
3-24	Forma de onda na entrada e na saída	66
3-25	Configuração do snubber utilizado no circuito	69
3-26	Caminho magnético	70
3-27	Relação $B \times H$ nos materiais magnéticos	72
3-28	Transformador básico	74
3-29	Representação de um transformador ideal.....	75
3-30	Modelo de parâmetros concentrados para transformador.....	76
3-31	Equivalente simplificado do transformador.....	78
3-32	Gráfico da resposta em frequência exibindo a frequência de ressonância série	79
3-33	Gráfico da resposta em frequência exibindo a frequência de ressonância paralela .	79
3-34	Ciclo de histerese de um material magnético em um circuito push-pull	85
4-1	Diagrama de blocos do circuito conversor e a fotomultiplicadora	91
4-2	Diagrama em blocos do UC3525	94
4-3	Diagrama de tempo dos sinais do comando do conversor.....	94
4-4	Amplificador operacional e a rede divisora.....	99
4-5	Modelo térmico de um semiconductor.....	103
4-6	Secundário retificado com duplicador e filtrado por capacitores.....	107
4-7	Esquema elétrico do circuito empregado na simulação	111
4-8	Oscilador do SG3525	111
4-9	Oscilador e saída B do SG3525	111
4-10	Saídas do SG3525.....	112
4-11	Formas de onda do oscilador e da tensão nas saídas do SG3525 para diferentes tensões de erro: a) $V_{\text{erro}}=1\text{V}$; b) $V_{\text{erro}}=2\text{V}$; c) $V_{\text{erro}}=2.5\text{V}$; d) $V_{\text{erro}}=3\text{V}$	113
5-1	Diagrama esquemático da fonte de alta tensão	114
5-2	Foto do protótipo desenvolvido	115

5-3	Protótipo na bancada de testes	116
5-4	Diagrama de blocos da bancada de testes	116
5-5	Esquema para medir o ripple e a tensão de saída	117
5-6	Ligação da carga simulada na fonte.....	117
5-7	Forma de onda do ripple para entrada de 11,5V e carga simulada de 2mA	119
5.8	Saída do PWM para entrada: de 11V (ch1), 12V (ch2), 13V (ch3) e 13,5V (ch4).....	119
5.9	Saídas do PWM: 1 saída (ch1); 2 saídas (ch3) e nos drenos dos MOSFETs (ch2)	119
5.10	Saída do PWM: CH1) p/ carga de 1,5mA e CH2) 2mA	120
5.11	Forma de onda do ripple da fonte com a base do PMT alimentado	121
5.12	Arranjo montado para a verificação do funcionamento da fonte protótipo no tanque	121
5.13	Gráfico do rendimento para cargas diferentes	123
5.14	Gráfico do rendimento para tensões de entrada diferentes	123
5.15	Gráfico da estabilidade da fonte na primeira hora de funcionamento	124
5.16	Gráfico da estabilidade da fonte no período de 14 horas	125
5.17	Diagrama de blocos do sistema de espectroscopia gama com NaI (TI)	126
5.18	Gráficos dos espectros da fonte ^{22}Na para (a) fonte protótipo e (b) fonte comercial	128
5.19	Circuito para medir a indutância de dispersão	130
5.20	Circuito para medida da capacitância entre enrolamentos	131

Lista de Tabelas

2.1	Características do PMT 9791KB	29
2.2	Características do PMT 8850	29
3.1	Comparação entre fontes lineares e chaveadas	34
3.2	Medidas da ondulação na carga com filtro R_1C_2	56
3.3	Comparação entre diversos núcleos	83
4.1	Comparação entre MOSFETs	100
5.1	Característica da fonte com a carga simulada para 2mA com variação da tensão de entrada	118
5.2	Variação da alta tensão com a carga para tensão de entrada fixa em 12V	120
5.3	Ensaio com a base da fotomultiplicadora	120
5.4	Ensaio com a base e a fotomultiplicadora no tanque	122

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

Fontes de alimentação chaveadas estão cada vez mais presentes em sistemas eletrônicos, sendo encontradas em aplicações domésticas como TV's e computadores, em equipamentos industriais e aeroespaciais, como satélites e espaçonaves. Este tipo de fonte tem como principal característica a utilização de semicondutores operando como chaves comutadas em alta frequência. As principais vantagens destas fontes são: ter maior rendimento e menor tamanho para os transformadores e outros elementos. Equipamentos alimentados por bateria também utilizam fontes chaveadas para proporcionar uma tensão de operação constante, independente do estado e carga da bateria e são utilizadas para fornecer alta tensão. Equipamentos científicos para a Física Experimental também usam largamente fontes chaveadas, para alimentar detectores de radiação e partículas.

Uma pesquisa feita sobre fontes de alta tensão no atual mercado nacional, mostrou que a maioria delas utiliza tecnologias similares porém são equipamentos importados, cuja manutenção dificilmente pode ser realizada localmente por falta de componentes no mercado, exigindo, no encaminhamento do equipamento para manutenção no exterior, um tempo de espera e custo elevados. Isto motivou este trabalho de realizar um projeto versátil de fonte de alta tensão, com componentes de fácil aquisição no mercado nacional.

O tema deste trabalho de Dissertação de Mestrado em Instrumentação Científica é o desenvolvimento da instrumentação de uma fonte de alta tensão chaveada para alimentar tubos fotomultiplicadores - PMT (**PHOTOMULTIPLIER TUBE**) [1], como contribuição ao desenvolvimento do detector de raios cósmicos (detector de superfície) do CBPF - **C**entro **B**rasileiro de **P**esquisas **F**ísicas [2], uma réplica menor do detector de superfície do Projeto Pierre Auger [3], e também para atendimento às necessidades de fontes de alta tensão para outros experimentos no CBPF. Ao final, são apresentados os resultados experimentais para comprovar a análise teórica e a proposta sugerida.

1.1 Motivação

Este trabalho começou com a necessidade de se construir uma fonte de alta tensão para PMTs de um protótipo de tanque detector de chuvaros cósmicos do Projeto Auger no CBPF e foi ampliado para atender à demanda de outros laboratórios no CBPF e em outras instituições. Assim, além de atender as especificações do tanque de testes, o projeto da fonte de alta tensão visa também ser adaptável às necessidades de outras aplicações e como ferramenta didática.

No CBPF usa-se fonte de alta tensão em diversas áreas de pesquisa em física experimental. Pode-se citar entre outros: o Projeto Pierre Auger, Laboratórios de Nanoscopia, Correlação Angular, Efeito Mossbauer e Sistemas de Detecção.

No Laboratório de Nanoscopia necessita-se alimentar a PMT com tensões na faixa dos 1300 Volts e consumo de 0.3 Watts, para aplicação em SNOM (*Scanning Near-field Optical Microscope*) [4].

No Laboratório de Correlação Angular PMTs são usados nas medidas de correlação angular e espectroscopia gama [5]. Os PMTs deste laboratório são alimentados com tensão negativa e também têm aplicações na detecção de cintilação e radiometria. A tensão típica de operação é 2200 Volts e o consumo fica em torno dos 2mA.

No Laboratório de Efeito Mossbauer, a espectroscopia Mossbauer [6,7] do ^{57}Fe , ^{119}Sn e ^{151}Eu , utiliza como detectores de radiação, contadores a gás, proporcionais, que operam na faixa de 1950 a 2200 Volts – típico 2050 Volts – porém com tensão positiva. Como a polaridade da fonte protótipo é originalmente negativa, uma modificação no circuito de retificação da fonte protótipo deve ser feita a fim de inverter a polaridade da mesma.

No Laboratório de Sistemas de Detecção diversas técnicas de detecção exigem a alimentação de seus respectivos detectores [25] (contadores Geiger-Muller, câmaras de ionização, contadores proporcionais, etc) com tensões que podem variar de 1000 a 4300 Volts. No caso de se utilizar em tensões acima de 2500 Volts, o uso de circuitos triplicadores, quadruplicadores e até quintuplicadores de tensão facilita a confecção do transformador projetado para uma tensão mais baixa.

1.2 Objetivos

O objetivo deste trabalho é desenvolver uma fonte de alta tensão de alta eficiência e estabilidade, baixo ruído e baixo custo, cujas especificações atendem aos requisitos do protótipo de detector de raios cósmicos do CBPF, descritos na secção 1.6. A fonte deverá operar na faixa de 1700V até 2300V com corrente máxima de 3mA, para alimentar tubos fotomultiplicadores a partir de uma tensão contínua de uma bateria de 12Volts, a ser carregada através de células solares, como indicado na figura fig.1.1.

O circuito de controle (realimentação) monitora a tensão de saída, e se houver alguma flutuação desta, seja pela variação da tensão de entrada ou de operação do circuito, faz variar o ciclo de trabalho (duty cycle) do Conversor CC-CC, estabilizando a tensão de saída.

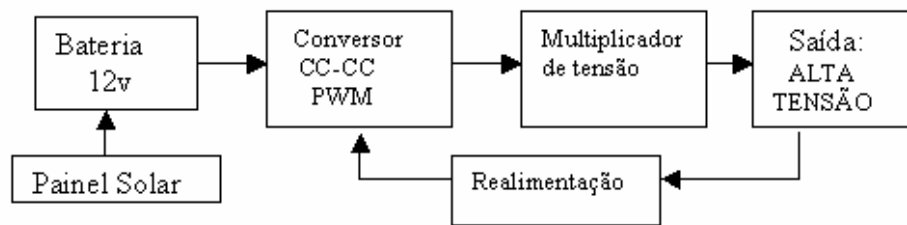


Fig.1.1 – Diagrama das conexões entre o PMT, o conversor CC/CC, a bateria e o painel solar.

1.3 Visão Geral sobre o Projeto Auger

O Projeto Pierre Auger assim denominado em homenagem ao descobridor dos Chuveiros Aéreos Extensos - CAE's, é uma grande colaboração internacional cujo objetivo é pesquisar os raios cósmicos ultra-energéticos (energia $> 10^{19} eV$) que chegam à superfície da Terra. Será possível determinar a energia, a direção de chegada e a natureza desses raios cósmicos. Serão, então, construídos em ambos os hemisférios, dois observatórios, um no estado americano de Utah, EUA, e outro na província de Mendoza, na Argentina, cobrindo cada um uma área de 3000Km². Os observatórios são constituídos de detectores de raios cósmicos de dois tipos que atuarão em conjunto: os detectores de superfície, baseados no efeito Cherenkov [8] e os detectores de fluorescência [9].

Os detectores de superfície Cherenkov serão em número de 1.600, e se assemelham a grandes tanques de água de 12 mil litros cada um, sendo que ficarão

afastados um do outro de 1500 metros, dispostos de forma hexagonal. Cada estação detectora consiste de um tanque cilíndrico com água pura e detectores fotomultiplicadores. O tanque também serve como suporte e proteção para os sistemas de comunicação, eletrônico e solar. Cada tanque tem 1,2m de profundidade por 10m² de área, com capacidade de armazenamento de 12000 litros de água ultra pura de modo a apresentar uma ótima transmissividade de luz. Cada tanque de detecção de superfície possui apenas 1 painel solar e duas baterias de 12V com capacidade de 100AH cada, para alimentar os instrumentos e três PMTs.

A luz Cherenkov emitida pelas partículas no tanque de água é detectada por três tubos fotomultiplicadores colocados no topo de cada tanque, olhando para baixo no volume do tanque, na superfície da água. Os sinais do PMT são então processados e digitalizados por conversores analógicos-digitais, tipo *Flash* (FADC), antes de serem enviados ao sistema central de aquisição de dados CDAS – *Central Data Acquisition System* [10]. O processo de aquisição e transmissão de dados é feito via rádio-frequência, operando em 915Mhz e a posição e o momento exato da chegada do chuveiro aéreo serão dados pelo Sistema de Posicionamento Global, mais conhecido como GPS (*Global Positioning System*) [11]. Será então possível medir o ângulo de entrada do chuveiro em relação ao solo com precisão de um grau e seu tempo de duração em bilionésimos de segundo.

O consumo da eletrônica que é alimentada por energia solar é limitado a 10W por estação detectora e composta dos seguintes instrumentos: fonte de alta tensão, *front end* incluindo *Flash* ADCs (FADC), estação controladora microprocessada e receptor GPS. Na figura 1.2, podemos ver os detalhes do detector de superfície do Observatório Pierre Auger.

Cada tanque apresenta uma antena que se comunica com uma central de aquisição de dados eliminando assim qualquer conexão via fio fazendo com que cada tanque seja autônomo. Cada tanque será mantido em funcionamento por sistemas que utilizam baterias carregáveis por meio de um painel solar. O tanque de Cerenkov precisa ser de baixo custo e também deve poder operar continuamente em qualquer condição climática.

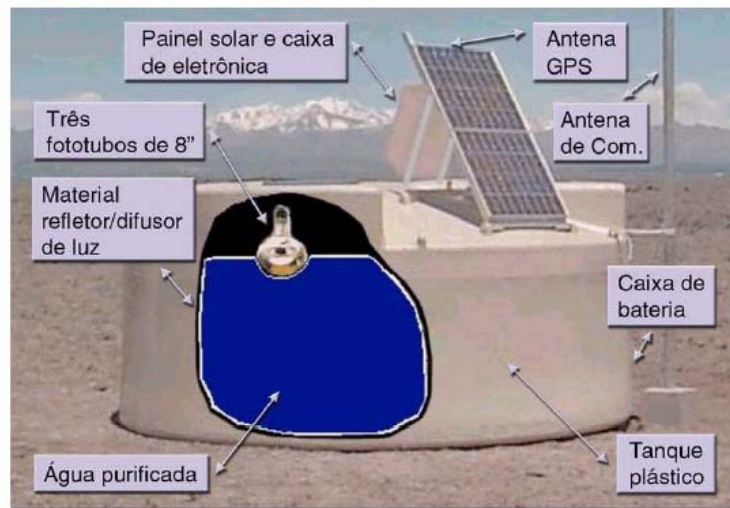


Fig.1.2 – Detector de Superfície do Observatório Pierre Auger.

1.4 O Tanque Detector do CBPF

O detector (tanque) de teste (fig.1.3) desenvolvido pelo Laboratório de Sistemas de Detecção do CBPF, é uma versão reduzida do modelo utilizado no Projeto Pierre Auger, sendo que possui 1,28m de profundidade e 0,80m de diâmetro. As paredes internas são revestidas com um material refletor que tem as mesmas especificações dos tanques do Observatório Auger, que possuem uma ótima refletividade de luz na faixa de ultravioleta.

Quando uma partícula, vinda de interações de raios cósmicos com a atmosfera, penetra no tanque detector com água, esta emite uma radiação de luz ultravioleta por efeito Cherenkov. Essa radiação é convertida em sinal elétrico por uma fotomultiplicadora localizada no topo do tanque. O PMT é alimentado por uma fonte de alta tensão que por sua vez será alimentada por bateria e painel solar situado no topo do tanque de teste, afastado da rede elétrica, tal como ocorre no Observatório Pierre Auger. O PMT opera com uma alta tensão na faixa de 2 kV, portanto necessita de um conversor CC/CC com baixo consumo para transformar os 12 Volts da bateria em alta tensão com alto rendimento.

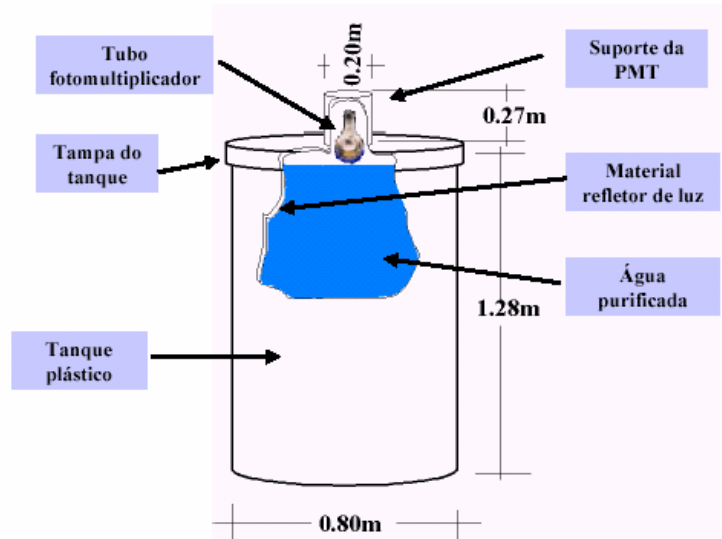


Fig. 1.3 – Tanque protótipo do CBPF

1.5 Especificações da Fonte de Alta Tensão

Neste projeto de fonte de alta tensão para PMT, foram considerados os seguintes fatores: tensões de alimentação de 100 a 3000 volts, com polaridade positiva ou negativa. Como as características do PMT são muito sensíveis à tensão aplicada, a variação e o fator de ondulação (ripple) devem ser mínimos. O consumo deve ser baixo e deve ser de fácil manuseio e segura, sem a necessidade de um especialista para operá-la.

O domínio do mercado de fontes de alta tensão é comandado por grandes fabricantes de instrumentação dedicada à aplicações nucleares como por exemplo LeCroy [12], Ortec [13], CAEN[14], SDS [15] e também dos fabricantes de PMTs, como a Philips [16], Hamamatsu [1], Burle [17] e ETL [18].

Atualmente podemos encontrar no mercado três tipos de fontes de alta tensão para PMT:

- Montadas diretamente na base do PMT;
- Modulares;
- De bancada.

As fontes de alimentação montadas diretamente na base fornecem todos os potenciais para polarizar o PMT diretamente nos pinos do soquete do tubo, eliminando a necessidade de divisores de tensão externos. Essas fontes são as mais compactas e de mais baixo custo, pois utilizam componentes miniaturizados em SMT- *Surface Mount*

Technology [19]. Apresentam um consumo extremamente baixo, em torno de 50mW. São recomendadas para aplicações em que o aquecimento devido à potência dissipada deve ser minimizado bem como o uso de espaço e se deseja evitar cabos de alta tensão e conectores. Esse tipo de fonte opera normalmente com tensões de alimentação baixas (5, 12 ou 24 Volts) e são dedicadas a um único PMT.

As fontes modulares são de aplicação geral e recomendadas onde o custo e o espaço também devem ser levados em consideração, mas não tanto quanto no caso anterior. Operam também com tensões baixas (5,12 ou 24 Volts), a tensão de saída pode ser controlada por potenciômetro ou remotamente e a potência fornecida fica em torno de 3 Watts [20,21].

A fonte de bancada é recomendada para desenvolvimento e uso em laboratório e oferece a maior flexibilidade em termos de faixa de tensão, polaridade, proteção contra sobrecarga, entrada universal e robustez, e podem fornecer mais potência (20 a 30 Watts) [12,13,14]. São também as de mais alto custo.

No Projeto Pierre Auger cada PMT é alimentada por uma fonte de alta tensão independente e a tensão de saída de cada uma delas é ajustável entre 1200V a 1500V. A fonte foi projetada e desenvolvida pela ETL (Electron Tubes Limited) [18] seguindo especificações previamente estabelecidas [22]. O circuito conversor CC-CC, que foi projetado para ficar montado diretamente na base do PMT, utiliza componentes SMD e é mantido totalmente encapsulado em metal, de forma a reduzir a interferência eletromagnética, conforme ilustra a fig.1.4. A base contém o conversor CC-CC, os divisores resistivos, a saída do sinal de anodo e um amplificador do sinal de saída do último dinodo.



Fig.1.4 – A base do PMT do Projeto Auger

O consumo máximo de potência de cada fonte é de 0,33 Watts, e o consumo médio previsto para a corrente da fotomultiplicadora é de 100 μ A.

O nosso projeto é modular, para poder atender as diferentes especificações de corrente e tensão, podendo ser miniaturizada com o uso de componentes SMD, ou também ser usada como fonte de bancada. É composta das seguintes partes que serão descritas nos capítulos seguintes:

- 1 - Um conversor CC-CC em *Push-Pull* e controle PWM (*Pulse Width Modulation*);
- 2 - Um transformador para alta frequência;
- 3 - Um circuito duplicador de tensão responsável pela geração da alta tensão de saída;
- 4 - Uma bateria de 12 Volts, como suprimento de alimentação dos circuitos.

A fonte pode ser adaptada ao sistema normal com entrada para rede elétrica AC, ou carregada através de células solares. A tensão na saída é regulada e pode ser comandada remotamente por computador.

A escolha do modo chaveado ao invés do modo linear, está no fato que o volume, custo, perdas e consumo das fontes chaveadas, trabalhando com frequência alta, são muito menores, para a mesma potência de saída. Ressalta-se como item de destaque no trabalho, a portabilidade permitindo a sua utilização em campo, facilitando diversas atividades experimentais.

Os conversores CC/CC são freqüentemente usados para prover uma tensão de saída contínua regulada. O conversor recebe uma tensão contínua, a converte em uma tensão alternada que retificada se transforma novamente em uma tensão contínua.

A modulação por largura de pulso (PWM) se refere a um sinal digital que opera a um período constante, com uma largura de pulso variável. No controle de conversores CC-CC, o sinal PWM é usado para controlar a condução dos dispositivos chaveadores.

A topologia *Push-Pull* permite a utilização de transformadores com dimensões reduzidas e filtros mais compactos pois opera em retificação de onda completa mesmo para baixas tensões de entrada, como é o caso (12 Volts).

Escolhemos a frequência de chaveamento da fonte em 10 kHz para garantir a compatibilidade eletromagnética da fonte com os tubos fotomultiplicadores, já que estes, são sensíveis a campos magnéticos que podem alterar a trajetória dos elétrons.

Em testes feitos anteriormente no tanque protótipo do CBPF, como por exemplo, o de contagens de pulsos [8], o PMT utilizado, que é diferente do utilizado nos detectores de superfície do Projeto Auger, foi operado sob uma tensão de 1900V, com uma fonte comercial consumindo desta uma corrente total de 1,92mA. Embora o PMT utilizado

possa operar com tensões mais altas, a base, que é o circuito que distribui a alta tensão para o PMT, limita a tensão no máximo de 2000 Volts.

1.6 Requisitos

Baseado nas informações acima e nos requisitos da fonte do Auger [22], foram moldadas assim, as características básicas exigidas para o protótipo da fonte de alta tensão em questão:

- Tensão de alimentação: 11,5V até 13,5V, +12V típico
- Tensão de saída ajustável dentro da faixa de 1700V até 2300V
- Corrente de saída máxima da fonte: 3mA
- Máxima potência: 6,9 W
- Tensão de ondulação na saída menor que 2×10^{-5} a carga máxima
- Corrente média prevista para o PMT: 2mA
- Estabilidade: melhor que 0,2%.
- Alta eficiência: rendimento melhor que 70%
- Faixa de temperatura: -15°C até + 35°C
- Compatibilidade magnética: blindagem para reduzir a interferência eletromagnética.

1.7 Estrutura do texto

Neste capítulo foram determinados a motivação, os objetivos, os requisitos e as especificações básicas que foram utilizadas para o estudo e a implementação subsequente da fonte em questão. O restante desta dissertação se encontra estruturada da seguinte maneira: No segundo capítulo, é apresentada uma breve abordagem sobre o funcionamento dos tubos fotomultiplicadores, seus requisitos para a detecção de raios cósmicos as principais características de alimentação e de consumo dos tubos fotomultiplicadores utilizados no Projeto Pierre Auger e para o projeto proposto.

O terceiro capítulo faz uma descrição sobre fontes chaveadas, o princípio de funcionamento, uma comparação com as fontes lineares. Na sequência, a topologia escolhida para a fonte de alta tensão e a seleção do circuito integrado de controle, a escolha do semiconductor de potência, o transformador, o multiplicador de tensão e a filtragem utilizada no projeto. No capítulo quatro descreve-se detalhadamente o projeto da fonte de

alta tensão utilizando uma metodologia de modo que ao final do desenvolvimento teríamos os parâmetros básicos para a implementação de um protótipo.

Os resultados, medidas e o procedimento experimental que adotamos para obter os resultados, são apresentados no quinto capítulo. No sexto e último capítulo, apresentamos uma exposição das conclusões e análise dos resultados obtidos nas simulações realizadas neste trabalho. Também são propostas soluções alternativas para minimizar alguns problemas encontrados.

Informações técnicas e maiores detalhes sobre a construção da fonte encontram-se nos Apêndices.

Capítulo 2

Tubos Fotomultiplicadores - PMT

Um tubo fotomultiplicador ou PMT (**Photo Multiplier Tube**) é um tubo a vácuo, usualmente feito de vidro, que converte a radiação incidente das regiões visíveis, infravermelho e ultravioleta em uma corrente elétrica proporcional à intensidade da radiação incidente. Utilizando o fenômeno de foto-emissão de elétrons e depois amplificando o sinal por meio de emissões secundárias, gera pulsos com amplitude proporcional à energia depositada no meio ativo pelas partículas incidentes. Determinando-se a distribuição estatística de altura destes pulsos caracteriza-se o espectro de energia de radiação detectada.

O estudo dos raios cósmicos não só abre novas e excitantes áreas na física, como também proporciona um grande mercado para PMTs, cujas tradicionais características como grande área de cobertura, excelente resolução de tempo, baixo ruído e preço atrativo fazem deles a escolha real para a pesquisa dos raios cósmicos.

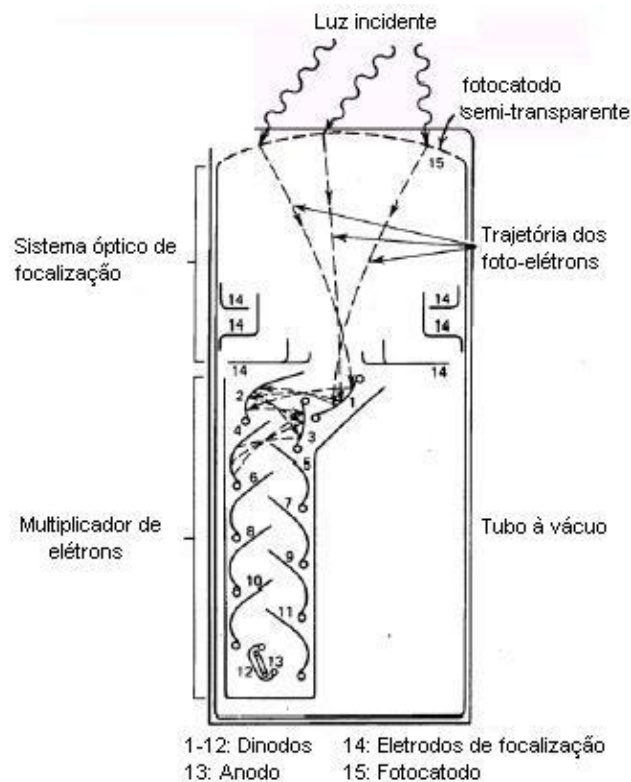


Figura 2.1 – Componentes de um PMT.

Os principais componentes da estrutura mostrados na figura 2.1 são:

- **Janela de entrada:**

Por onde entra a luz; podendo ser feito de vidro ou quartzo.

- **Fotocatodo:**

É onde acontece a conversão de fótons em fluxo de elétrons; é feito de uma fina camada de um material foto-emissor, depositado na superfície interna da janela;

- **Sistema Óptico de focalização de elétrons:**

É formado por eletrodos que aceleram e focalizam o foto-elétron na direção do primeiro dinodo do tubo;

- **Multiplicador de elétrons:**

Consiste de vários dinodos responsáveis pelas emissões secundárias dos elétrons; para cada elétron incidente, cada dinodo emite vários elétrons secundários.

- **Anodo:**

Coleta o fluxo de elétrons do multiplicador, formando então um sinal de saída.

2.1 Funcionamento Geral do PMT

O PMT funciona da seguinte maneira: A luz passa através da janela de entrada, incidindo sobre o fotocatodo, interagindo com o material deste, que pode emitir elétrons através do efeito fotoelétrico. Entre o fotocatodo e o primeiro dinodo há uma diferença de potencial elétrico, que será a responsável pela aceleração eletrostática dos elétrons. Os elétrons produzidos no fotocatodo são então acelerados eletrostaticamente e focalizados na direção do primeiro dinodo onde são multiplicados por meio de uma emissão secundária de elétrons.

A emissão secundária ocorre em cada dinodo sucessivamente até a chegada dos elétrons ao anodo, onde são coletados gerando um pulso elétrico com a informação da energia da radiação depositada sobre o fotocatodo. O ganho de conversão de fótons em elétrons depende do número de dinodos e de seus potenciais elétricos e pode ser da ordem de 10^3 até 10^8 . A emissão secundária nos dinodos é muito rápida, da ordem de alguns ns.

As principais características e as informações técnicas de PMTs podem ser obtidos em catálogos fornecidos pelos fabricantes [1,18]. Encontram-se também muitas descrições e análises detalhadas sobre PMTs, em textos sobre técnicas de detecção [18,25,26].

2.2 A Foto-emissão e o Fotocatodo

A foto-emissão [27] é um processo em que os elétrons são liberados da superfície de um material pela interação de fótons que incidem nesse mesmo material. Neste processo o fóton incidente desaparece, um íon é formado e o elétron livre é colocado em movimento com a energia do fóton menos a sua energia de ligação. A energia do fóton incidente E_p é diretamente proporcional à frequência da radiação incidente e é dada por

$$E_p = h\nu = hc / \lambda \quad (2.1)$$

onde ν é a frequência da radiação incidente, λ é o comprimento de onda da radiação incidente, h é a constante de Planck ($6,626 \cdot 10^{-34}$ Js) e c é a velocidade da luz.

A foto-emissão é um processo que envolve 3 etapas:

1. Absorção do fóton resultando na transformação da energia do fóton em energia cinética do elétron;
2. Migração do elétron para a superfície;
3. O escape do elétron da superfície do fotocatodo.

Na 1ª etapa, a energia do fóton $h\nu$ é transferida para o elétron.

Na 2ª etapa, parte desta energia será perdida, através de colisões de elétrons com elétrons no processo de migração do elétron para a superfície.

Na 3ª etapa, existe uma quantidade mínima de energia que é necessária para liberar os elétrons da superfície do fotocatodo, criando os chamados foto-elétrons. Essa energia de ligação do elétron é chamada de função de trabalho do metal, que é normalmente maior que 3 ou 4eV para a maioria dos metais, podendo ainda esta energia ser diminuída para 1.5 - 2eV se utilizarmos semicondutores preparados adequadamente. Se a energia do fóton é maior que a função de trabalho, o elétron pode ser emitido com uma energia

$$E = h\nu - W \quad (2.2)$$

E = energia cinética do elétron emitido

h = constante de Plank

ν = frequência

W = função de trabalho

O fotocatodo é na maior parte dos casos, semi-transparente e os foto-elétrons são emitidos do lado oposto ao da luz incidente. A espessura do fotocatodo é determinada por um compromisso entre a eficiência para a absorção dos fótons de luz e a probabilidade para os elétrons produzidos atravessarem a espessura do material, atingindo a superfície mais interna com energia suficiente para vencer a barreira de potencial (função de trabalho) e escapar. Materiais que possuem baixa função de trabalho ($\sim 1.5 - 2\text{eV}$) como AgOCs, SbCs e os compostos bi e trialkali SbKCs e SbRbCs são normalmente empregados na confecção de fotocatodos.

Dois parâmetros caracterizam um fotocatodo: a eficiência quântica e a resposta espectral [26]. A eficiência do fotocatodo, chamada de eficiência quântica, é definida como o número de elétrons obtidos pelo número de fótons incidente e é tipicamente de 20-30%. A eficiência quântica de qualquer fotocatodo será função do comprimento de onda ou energia da luz incidente. No caso do Auger, a eficiência quântica do PMT utilizado (XP1805) no pico do espectro é de 23% ($\sim 420\text{nm}$) [23].

A resposta espectral do fotocatodo de um PMT depende do material do fotocatodo e da janela do tubo. No Auger, o material usado no fotocatodo do PMT é um composto bi-alkali de alta eficiência quântica de emissão de fotoelétrons, boa eficiência de coleção de fótons incidentes, uma baixa emissão no escuro. A janela do PMT é feita de vidro (borosilicato), cujas características de transmissão de luz são compatíveis com o espectro de luz incidente, entre 300 e 450nm. Para o PMT utilizado no tanque protótipo, o material do fotocatodo é um bi-alkali, a janela é feita de vidro e a eficiência quântica no pico do espectro é de 27% [24].

2.3 Multiplicação Eletrônica - Emissão Secundária

Levando em conta todos os processos de transformação e perdas envolvidas, o número de elétrons é muito pequeno para ter utilização direta e portanto deve ser empregado um processo de multiplicação. Isto é feito acelerando os foto-elétrons em direção a eletrodos do PMT chamados dinodos. Diferenças de potencial da ordem de centenas de volts são utilizadas de modo que os elétrons, ao atingirem os dinodos, transferem sua energia para elétrons do metal, que eventualmente, adquirem energia para escapar do dinodo. Se para cada elétron incidente se produz mais de um elétron emergente,

tem-se a multiplicação. Em condições usuais nos PMTs, cerca de 4-6 elétrons são ejetados por cada elétron incidente, em função do coeficiente de emissão secundária. Estes elétrons são novamente acelerados em direção ao dinodo consecutivo. Contudo, nem todos os elétrons emitidos pelos dinodos alcançam o dinodo seguinte, em função da eficiência de coleta η .

O coeficiente de emissão secundária δ_i e a eficiência de coleta η_i do dinodo i , são ambas funções da tensão aplicada V_i no dinodo i . O produto destes dois parâmetros é o ganho g_i do dinodo e é função da tensão V_i [26]:

$$g_i = \delta_i \cdot \eta_i = K_i \cdot V_i^\alpha \quad (2.3)$$

onde k_i é uma constante e o expoente α é usualmente entre 0.65 e 0.75.

Se o número de fotoelétrons, saídos do fotocatodo, que atingem o primeiro dinodo é n_1 , e o ganho deste é g_1 , o número de elétrons secundários que sai dele é $n_1 \cdot g_1$. E do segundo dinodo, com ganho g_2 , é $n_1 \cdot g_1 \cdot g_2$. Assim o último dinodo entrega ao anodo n_N elétrons, onde N é o número de dinodos, e o número de elétrons n_a coletados é

$$n_a = n_1 \cdot \prod_{i=1}^N g_i \quad (2.4)$$

e o ganho total M do tubo fotomultiplicador é

$$M = n_a / n_1 = \prod_{i=1}^N g_i \quad (2.5)$$

2.4 Parâmetros do PMT influenciados pela Alta Tensão

O sinal de saída do PMT depende muito da tensão de alimentação, que influencia os seguintes parâmetros dos PMTs:

- **Estabilidade:**

As PMTs requerem, além de fontes de alta tensão estáveis, alguns cuidados especiais para sua operação. É necessário deixar o PMT no escuro total, não deixando que nenhuma luz chegue ao fotocatodo, e ir aumentando a alta tensão gradativamente até esta

atingir a tensão de operação, quando então deve-se aguardar por uma hora ou mais, até que a alta tensão, o ganho e a corrente de escuro se estabilizem para a temperatura de trabalho, já que a alta tensão aplicada nos divisores de tensão, gera calor que aumenta a temperatura do PMT.

O PMT nunca deve ser exposto a luz com alta tensão aplicada a seus eletrodos, sob pena de destruição. Mesmo sem a alta tensão aplicada, é bom evitar a exposição de um PMT à luz, porque isso trará um acréscimo importante de ruído de fundo, e a modificação de suas características necessitará de um certo período para estabilização. Esse período pode durar de 1 hora a vários dias, dependendo da exposição à luz que ela sofreu.

Essas considerações, e as apresentadas a seguir para os demais parâmetros do PMT, devem ser levadas em conta por ocasião do teste da fonte de alta tensão alimentando um PMT.

- **Corrente de Anodo no Escuro ou “Dark Current”:**

A corrente no escuro [26] limita o menor nível de intensidade de energia detectável pelo PMT que é função da alta tensão aplicada no PMT. Pode resultar de vários processos, como por exemplo, a emissão termoiônica dos fotocátodos, a fuga nos eletrodos dentro do tubo fotomultiplicador, decaimentos de núcleos radioativos que produzem raios β que emitem luz Cherenkov, conexões externas, etc.

A maioria dos PMTs são projetados para minimizar os efeitos desses processos. A corrente no escuro pode também ser controlada através da seleção do PMT e com uso de um sistema de refrigeração eficaz. Os PMTs devem ser mantidos na escuridão por um período mínimo de 12 horas antes do seu uso, para reduzir as contribuições provenientes da janela e do fotocátodo na corrente de escuro, e operar em temperaturas baixas e fixas. Os valores da corrente de escuro devem ser os menores possíveis para maximizar a relação sinal/ruído e a vida útil do PMT. No caso do Auger, a corrente de escuro do PMT típica é de 15nA [23]. Já a do PMT do tanque protótipo é de 1nA [24].

O ganho e a corrente de escuro que são fornecidas pelos fabricantes dos PMTs são valores meramente típicos, existindo muitas variações de tubo para tubo. Porém, cada tubo vem acompanhado de um certificado especificando o ganho e a corrente no escuro que são medidos para uma tensão específica aplicada.

- **Ganho:**

A relação entre o número de elétrons coletados no anodo e o número de fótons incidentes no fotocatodo de um PMT é chamada de ganho.

Quando o nível de radiação luminosa é mantido constante, a amplitude do sinal no anodo de um PMT varia com as tensões de alimentação do fotocatodo e dos dinodos. Portanto o ganho da PMT é função da tensão aplicada no PMT [26,28].

O ganho de corrente \mathbf{G} de um PMT, é definido como I_a / I_k , onde I_a é a corrente de anodo e I_k a corrente do fotocatodo:

$$G = \frac{I_a}{I_k} \quad (2.6)$$

Sabendo-se que \mathbf{N} é o nº de dinodos, a eficiência de coleta do primeiro dinodo é η , o coeficiente de emissão secundária δ_i do i -ésimo dinodo e η_i é a eficiência de coleta η_i , do i -ésimo estágio multiplicador, podemos escrever o ganho \mathbf{G} como

$$\eta \cdot (\delta_1 \cdot \eta_1) \cdot (\delta_2 \cdot \eta_2) \dots (\delta_N \cdot \eta_N) = \eta \cdot \prod_{i=0}^N \delta_i \cdot \eta_i = \eta \cdot \prod_{i=1}^N g_i \quad (2.7)$$

Da expressão (2.3) dada anteriormente para o ganho g_i do i -ésimo estágio, temos que

$$\mathbf{G} = \prod_{i=1}^N k_i \cdot V_i^\alpha \quad (2.8)$$

Onde k_i é uma constante de proporcionalidade, V_i é a tensão interdinódica por estágio, e α é entre 0.65 e 0.75. Reescrevendo V_i como uma fração k_i' da tensão de alimentação V_{HV} :

$$K_i' \cdot V_{HV} \Rightarrow G = \prod_{i=1}^N K_i \cdot (K_i')^\alpha \cdot V_{HV}^\alpha = K \cdot V_{HV}^{N\alpha} \quad (2.9)$$

onde k é uma constante que depende do material com que é feito o dinodo.

Desta equação fica claro que o ganho é extremamente sensível a qualquer variação da fonte de alta tensão que é usada para operar o PMT, como por exemplo: a regulação na entrada, o **“ripple” da fonte de alta tensão**, a temperatura e a regulação na carga. Portanto, a fonte de alta tensão utilizada deve ser a mais estável possível. As PMTs grandes

disponíveis no mercado foram desenhadas para operar com ganho na faixa de 10^7 , para experimentos onde a taxa esperada de sinais é pequena. Essas PMTs quando operadas com baixo ganho tornam-se não lineares para os sinais mais longos esperados do Auger.

As consequências de se operar com um baixo ganho utilizando um PMT com alto ganho são a baixa coleta de fotoelétrons, a baixa linearidade, a resposta de frequência mais lenta, e a faixa dinâmica restrita.

- **Linearidade:**

Em aplicações em que é medido o nível de radiação incidente dentro de uma determinada faixa, o ganho deve ser constante nesta faixa, para que o PMT seja linear. Quanto maior a faixa de energia em que o ganho se mantém constante dentro da precisão desejada, maior a linearidade do PMT. A perda da linearidade afeta diretamente a precisão da medida da energia. Como os chuviros atmosféricos apresentam uma larga faixa de energia, os PMTs usados nesta aplicação devem ter grande linearidade, para evitar a saturação e erros de medida de energia. Vários fatores induzem à redução da linearidade como por exemplo:

- a) A estrutura dos dinodo:**

A estrutura interna do PMT e a constituição dos materiais utilizados nos dinodos afetam a linearidade, que passa a ser uma qualidade inerente do PMT.

- b) A variação da tensão de alimentação:**

A variação da tensão de alimentação induz a variações da tensão nos dinodos e conseqüentemente a variação do ganho devido a variação da emissão secundária e da trajetória do elétron.

- c) A variação da tensão interdinódica:**

Devido à variação da corrente de anodo em conseqüência do pulso luminoso, as tensões entre dinodos mudam e como conseqüência disso o ganho varia e desvia da linearidade ideal. É necessário conhecer a faixa de valor do pico de corrente de saída para o qual o dispositivo ainda se comporta de maneira linear.

Normalmente, em aplicações em que a corrente de anodo é pulsada, são utilizados capacitores de desacoplamento entre os últimos dinodos de modo a alimentar os

dinodos com a carga elétrica armazenada que deve ser suficientemente grande de modo que os potenciais entre os dinodos não variem.

d) A resistividade do catodo semi-transparente:

O sistema óptico de entrada é projetado assumindo que o catodo é uma superfície equipotencial. Para qualquer afastamento desta condição é provável a alteração da trajetória dos elétrons alterando a eficiência de coleta no primeiro dinodo.

- **Campos Magnéticos:**

Os fotoelétrons emitidos do fotocatodo de um PMT movem-se na direção do anodo seguindo trajetórias definidas pelos campos eletrostáticos entre os estágios. Se campos magnéticos estão presentes ao redor do PMT, esses campos podem causar deflexão dos elétrons de sua trajetória normal ocasionando perdas de ganho.

A extensão dos efeitos de campos magnéticos depende de alguns fatores:

1) A estrutura do dinodo e material do PMT - Em geral, dinodos com a estrutura tipo linear focalizado são mais sensíveis a campos magnéticos e também um pouco sensíveis ao magnetismo terrestre. Os dinodos do tipo veneziana são menos sensíveis a este efeito.

2) A tensão entre os dinodos - Quanto maior a tensão entre os dinodos, menor a influência dos efeitos magnéticos.

3) Tamanho do PMT – Os PMTs cujos trajetos dos fotoelétrons são mais longos do fotocatodo para o primeiro dinodo são geralmente mais sensíveis a campos magnéticos. PMTs com diâmetros muito grandes, são os mais sensíveis a este efeito.

Para prevenir o PMT dos efeitos, os PMTs não devem ser operados perto de dispositivos que produzam campos magnéticos como motores, ferramentas magnetizadas, etc. Uma proteção utilizando materiais com alta permeabilidade magnética como o permaloi e mu-metal, devem ser utilizados em torno do tubo, atuando como blindagem magnética e eletrostática.

- **Tempo de Trânsito ou “Transit Time”:**

É o tempo que levam os foto-életrons que saem do fotocatodo para chegarem até o anodo, via dinodos. Esse retardo, que é da ordem de 1 a 10 ns, **depende da alta tensão** aplicada no tubo e também indiretamente da estrutura do eletrodo (ex. número de dinodos e diâmetro do fotocatodo). A fig. 2.2 ilustra a resposta de um PMT a um pulso de luz que excita o fotocatodo.

O pulso do anodo é um pouco mais largo do que o pulso original, devido a trajetórias diferentes percorridas pelos elétrons que saem do fotocatodo.

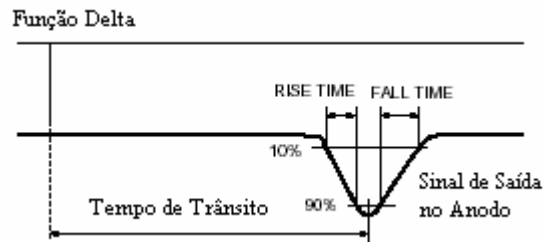


Figura 2.2 – Tempo de trânsito e o tempo de subida.

As variações do tempo de trânsito que afetam a resposta do pulso são devidas às seguintes causas:

- Devido ao impacto em pontos diferentes no fotocatodo. Tubos rápidos são projetados para minimizar essas variações;
- A velocidade inicial dos elétrons emitidos por diferentes eletrodos, que varia com $1/V_{d,d}$ (onde $1/V_{d,d}$ é a tensão interdinódica);
- A diferença no tempo de trânsito devido a diferentes pontos de emissão do mesmo dinodo, essa distribuição varia com $1/(V_{d,d})^{1/2}$.

1. A Operação na Região Plana:

Existe uma região de operação da fotomultiplicadora em que a contagem dos pulsos de saída fica independente da alta tensão aplicada. Essa região é denominada de região plana ou Plateau. Trabalhando-se nessa região, garante-se que a fotomultiplicadora está operando com um ótimo ganho e ótima estabilidade. É também nesta região que escolhemos uma ótima tensão de operação para termos a melhor relação Sinal/Ruído [26].

2.5 A Polarização do PMT

2.5.1 Circuito Divisor de Tensão ou Base do PMT

A base de onde se extrai o sinal do anodo para ser analisado, consiste de um circuito que utiliza divisores de tensão, normalmente resistivos (base passiva), para distribuir a partir da alta tensão, os valores de tensão requeridos para criar um campo eletrostático entre os dinodos de modo a acelerar e focalizar os elétrons em um PMT.

Um circuito divisor ideal é aquele que mantém os dinodos com potenciais fixos independente dos níveis de corrente na saída e a escolha desse divisor dependerá da aplicação do tubo, como por exemplo, se a operação é no modo contínuo, pulsada, com alta corrente, etc. Também dependerá do desempenho requerido, como o ganho, a linearidade, a estabilidade, a velocidade de resposta e sensibilidade do pré-amplificador. Deve-se garantir uma isolação adequada e evitar o aquecimento do tubo devido à dissipação nos resistores.

A alta tensão de alimentação de uma fotomultiplicadora pode ter polaridade positiva (alimentação com catodo aterrado) ou negativa (alimentação com potencial de catodo negativo). Os diagramas esquemáticos de circuitos divisores de tensão são ilustrados nas figuras abaixo:

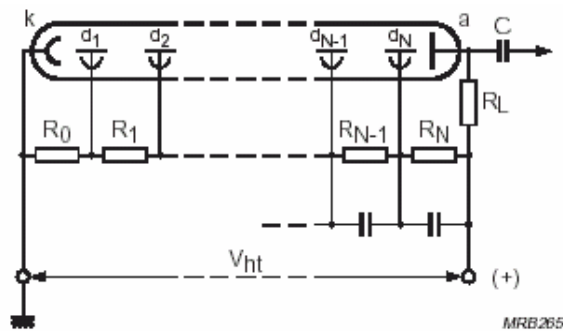


Figura 2.3 - Alimentação com catodo aterrado.

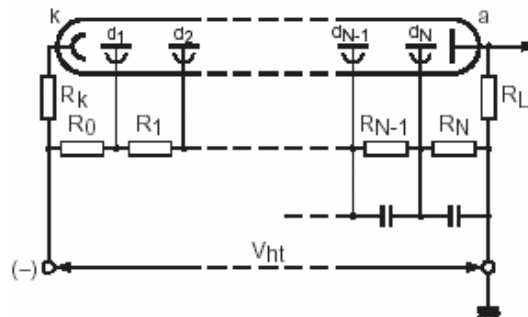


Figura 2.4 - Alimentação com potencial de catodo negativo.

O circuito da fig. 2.3 é apropriado para aplicações que envolvem contagem de pulsos. O ruído da fonte de alimentação nesta configuração deverá ser baixíssimo, já que ele se refletirá na saída. Existe um capacitor de acoplamento entre o anodo e a saída do sinal, de modo a isolar desta a alta tensão positiva aplicada ao anodo. No caso de esse capacitor entrar em curto, a alta tensão será aplicada diretamente ao circuito seguinte ao

anodo, ocasionando provavelmente a queima desta etapa [26,29]. Geralmente é utilizado um circuito RC com constante de tempo em torno de um segundo, para proteger a entrada de pré-amplificadores de pulsos com amplitudes elevadas, provenientes da alta tensão, quando esta é aplicada de uma só vez no PMT.

Para aplicações envolvendo a detecção de fluxos contínuos ou pulsos extremamente rápidos, onde o uso de um capacitor de acoplamento seria inviável, a técnica geralmente utilizada é a de aterrar o anodo e alimentar o catodo com um potencial negativo, como mostrado no circuito da fig. 2.4. Este circuito não possui a malha RC, que amortece o sinal de saída e também tem melhor imunidade ao ruído da fonte. Esse esquema facilita a conexão de circuitos com o PMT, como por exemplo, amperímetros e pré-amplificadores.

Quando se trabalha com polarização negativa, alguns cuidados especiais também devem ser tomados de modo a minimizar seu efeito na corrente de escuro. A alta tensão deve ser aplicada gradualmente até atingir seu valor nominal, de modo a limitar transientes de corrente de escuro, reduzindo assim a possibilidade de que instrumentos conectados na saída do anodo se danifiquem. Um ótimo isolamento do tubo deve ser feito, de modo a evitar o surgimento de correntes parasitas provenientes de fugas entre o catodo e o terra e que fazem aumentar a corrente de escuro e a instabilidade da PMT.

Existem três tipos de distribuição de tensão [26]: A, B e C, e que são mostrados na fig. 2.5. No tipo A, as tensões entre todos os dinodos são iguais, de modo que essa distribuição dará um ganho máximo para uma dada tensão de alimentação; no tipo B, as tensões interdinodos aumentam progressivamente, na direção do anodo, tornando-se 8 a 10 vezes mais altas nos últimos estágios. Essa distribuição possibilita a obtenção de pulsos de anodo com picos de até dezenas de miliampéres com boa linearidade. O ganho, contudo, é muito menor do que o tipo A para uma mesma alta tensão. No tipo C, as tensões interdinodos aumentam somente nos últimos estágios. Para esse tipo de distribuição, as características de tempo são otimizadas e o ganho e a linearidade são também satisfatórios; é apropriado para aplicações em que se tem necessidade de resposta rápida.

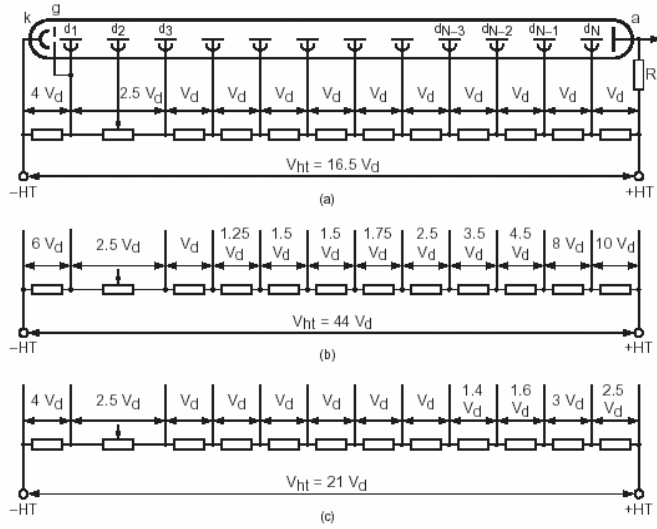


Figura 2.5 – Divisores de tensão passivos: (a) tipo A, (b) tipo B e (c) tipo C.

O projeto do divisor resistivo depende da tensão de alimentação, da tensão distribuída e da corrente de anodo. Os resistores podem ter valores iguais, com exceção do resistor colocado entre o catodo e o primeiro dinodo, cujo valor é tipicamente dobrado, com o intuito de maximizar a eficiência e a velocidade de resposta.

Quando uma corrente CC circula no PMT, os potenciais nos dinodos variam. Isto é ilustrado na figura 2.6, em que o balanço das correntes nos vários nós é indicado. Podemos notar que a corrente que circula no último resistor (R_{11}) é $I'_0 - I_a$ e esta diminui com o aumento da corrente do anodo. I_a é a corrente de anodo e I_k é a corrente de catodo. Quando $I_k \neq 0$, a corrente através do divisor pode ser calculada por superposição [26], e expressa como

$$I'_0 = I_0 + \frac{1}{N+1} \sum_{i=0}^N I_i \quad (2.10)$$

onde I_0 representa a corrente circulante no divisor quando $I_k \approx 0$, N é o número de dinodos e I_i é a corrente interdinódica. Desde que a alta tensão HV seja constante, o potencial de todos os dinodos aumenta quando uma corrente de anodo CC passa a circular.

Um acréscimo nos potenciais dos dinodos ocasiona um aumento no ganho do PMT devido à emissão secundária dependente das tensões interdinódicas.

Um modo padrão para se manter pequena as variações do ganho é calcular os resistores dos divisores de tensão de modo que sobre estes, passe uma corrente 100 vezes maior do que a corrente máxima esperada no anodo [26]. Com isso ficará garantida a linearidade do ganho, para possíveis aumentos da corrente de anodo.

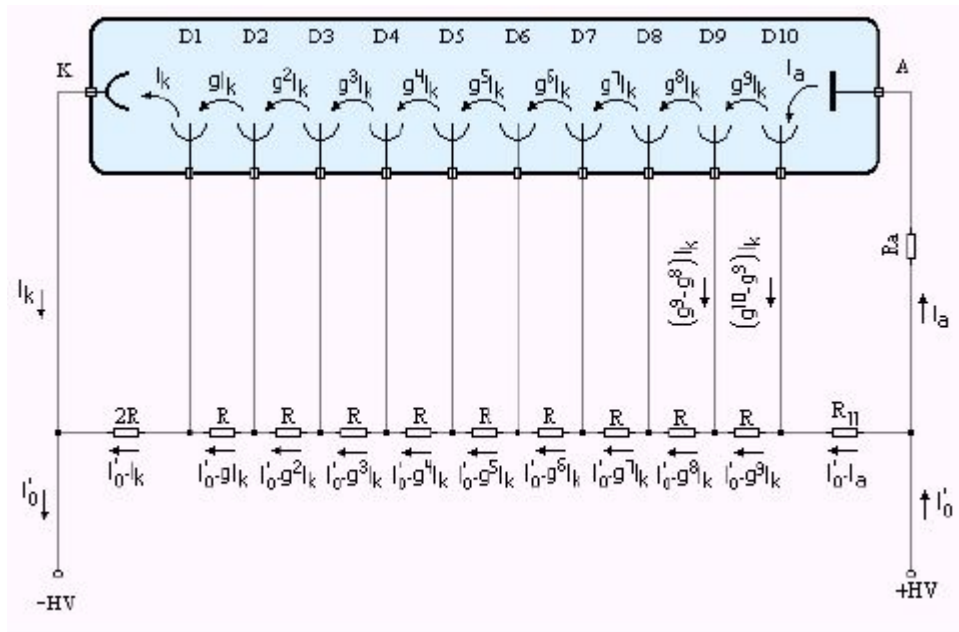


Figura 2.6 – Distribuição da corrente em um PMT quando uma corrente CC de anodo passa a circular.

Os resistores utilizados, geralmente são de filme metálico 1%, 100 ppm/°C, e devem também estar bem dimensionados quanto a potência e tensão máxima. Se os resistores estiverem muito próximos ao PMT, o calor emanado das suas resistências pode elevar a temperatura do tubo fotomultiplicador, conduzindo a um aumento da corrente de escuro e uma possível flutuação na saída. Quando a corrente de anodo é pulsada, alcançando altos valores em pequenas frações de tempo, utilizam-se normalmente capacitores entre os dinodos. A carga armazenada pelos capacitores deve ser suficientemente grande de modo que os potenciais entre os dinodos não variem. A capacitância requerida pode ser estimada com a equação que relaciona a tensão V e a carga Q em uma capacitância C :

$$Q = C \cdot V \quad (2.11)$$

Sendo ΔV a máxima variação de tensão que pode ser tolerada no dinodo e ΔQ a carga transferida neste dinodo, temos que a queda de tensão relativa é dada por

$$\Delta V / V = (1/C) (\Delta Q / V) \quad (2.12)$$

Para se manter o ganho estável, $\Delta V / V$ deve permanecer menor que 0.01%, de modo que

$$C > (\Delta Q / V) / (\Delta V / V) \therefore C > (\Delta Q / \Delta V) \cdot 10000 \quad (2.13)$$

Os valores dos capacitores de desacoplamento C_n e C_{n-1} portanto podem estar numa razão dada pelo fator δ , que é o ganho do estágio. Normalmente é utilizado nos demais estágios, o mesmo valor de capacitância. Certos tubos incluem elementos de ajuste da tensão de focalização entre o fotocatodo e o primeiro dinodo para melhorar a eficiência de coleta dos elétrons e para minimizar o tempo de trânsito para sinais originados de regiões diferentes da superfície do fotocatodo.

Diodos zeners costumam ser usados entre o catodo e o primeiro dinodo de forma a manter constante a eficiência na entrada coletora indiferente da tensão de alimentação e do ganho; e entre os dinodos dos primeiros estágios de modo a manter o ganho desses estágios também constante [26]. Esta técnica é útil em aplicações onde o ganho não necessita ser alto e as tensões nos primeiros estágios são mínimas. Uma outra posição onde se utilizam diodos zener é nos últimos estágios do divisor onde a demanda de corrente é maior, conforme ilustra a figura 2.7, para manter estabilizada a operação da PMT devido a possíveis variações bruscas na passagem de corrente rumo ao anodo.

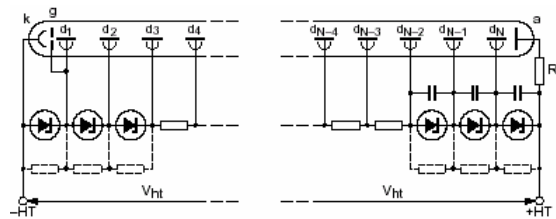


Figura 2.7 – Estabilização da tensão com diodos zener.

Em certas aplicações, a desvantagem em se utilizar diodo zener, está no fato que ele:

- 1- Limita a liberdade do ajuste do ganho;
- 2- Necessita de corrente mínima de polarização;
- 3- Gera ruído;
- 4- O coeficiente de temperatura dos diodos zener é também um fator a ser levado em consideração, já que a variação da tensão de zener com a temperatura pode causar variações no ganho.

Quando os diodos zener são utilizados, cada um deles deve possuir um resistor em paralelo com ele, de modo a proteger de uma alta tensão os estágios em que eles estão

conectados, no caso de falha do diodo. Da mesma forma, capacitores de cerâmica devem ser colocados em paralelo com o diodo zener para absorverem possíveis ruídos, gerados pelo próprio diodo.

2.5.2 Base Ativa

A base ativa utiliza transistores bipolares conectados entre dinodos consecutivos, na configuração coletor comum, que permitem a passagem de uma corrente variável enquanto mantêm sua tensão coletor-emissor constante [26]. Com isso os dinodos são mantidos com potenciais fixos. A figura 2.8 mostra o esquema típico de um divisor usado para polarizar os 10 dinodos de um PMT e o balanço das correntes nos nós.

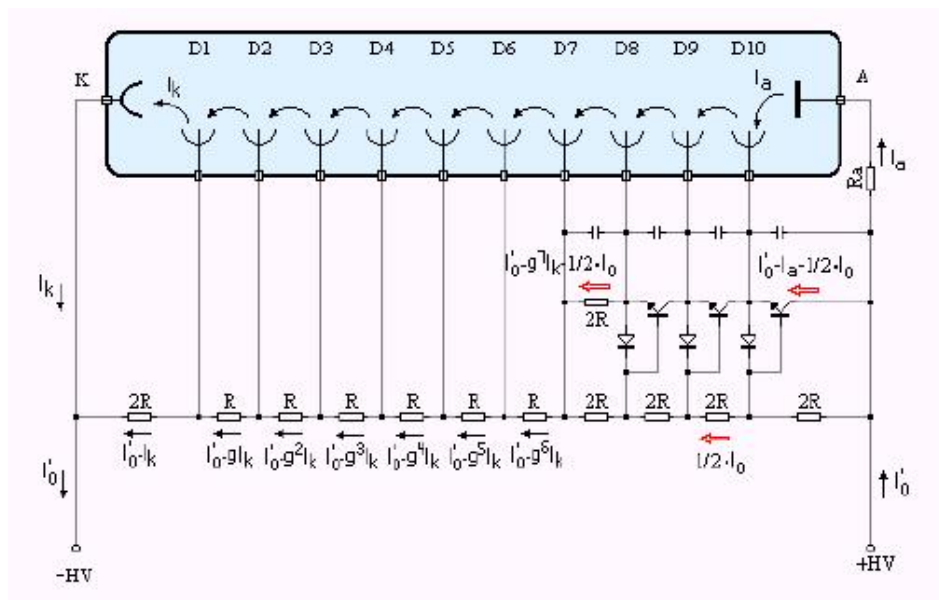


Figura 2.8 – Exemplo de base ativa usada para polarizar 10 dinodos de um PMT.

Quando o PMT é ativado, temos que o último transistor é atravessado por uma corrente $I_C = I'_0 - I_a - I/2I_0$ enquanto a tensão coletor-emissor permanece constante, fixada pela rede resistiva. Os potenciais nos dinodos permanecem inalterados para quaisquer valores de I_a desde que $I'_0 > I_a$. Cada transistor deve sustentar tensões interdinódicas da ordem de centenas de Volts e os diodos devem proteger a junção base-emissor contra tensões reversas.

2.5.3 A Base do PMT do Observatório Pierre Auger

A luz Cherenkov emitida pelas partículas no tanque d'água é detectada por 3 PMTs, colocados no topo de cada tanque.

Com base em simulações com chuveiros atmosféricos [30], sabe-se que os sinais típicos de interesse correspondem a um pico de corrente de fotocatodo em torno de 300nA, com tempo de subida de 100ns e tempo de decaimento em torno de 500ns, para uma carga total de 6×10^5 fotoelétrons [31]. Cada PMT fornece dois sinais de saída, um do anodo (alto ganho) e o outro do amplificador conectado ao último dinodo (baixo ganho). A razão entre as duas saídas é 32. Se a saída no anodo saturar, o sinal utilizado então, é o do último dinodo, que é 32 vezes menor que o do anodo. O ganho operacional da PMT foi escolhido para ser 2×10^5 , podendo chegar até 10^6 .

Devido ao baixo consumo, o conversor CC-CC, os divisores resistivos e o amplificador do último dinodo estão todos montados juntos em uma mesma placa da base do PMT.

Cada sinal é digitalizado, por meio de um conversor analógico digital tipo flash (FADC) de 10 bits com uma taxa de amostragem de 40MHz [32]. A fig. 2.9 ilustra o esquema da base do PMT [33].

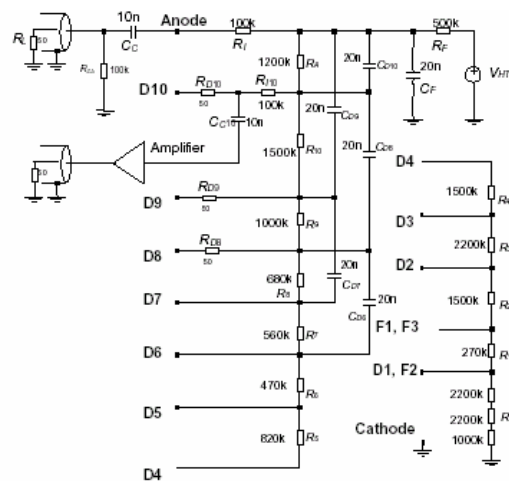


Figura 2.9 – Esquema típico da Base de um PMT utilizado no Observatório Auger.

Devido à baixa taxa de contagem, que é em torno de 2kHz, principalmente vindos de múons individuais, a média de corrente é muito baixa e o projeto da base conta somente com resistores e capacitores.

2.5.4 A Base do PMT do Tanque Protótipo

Esta base tem alimentação ativa para os últimos dinodos para propiciar melhor linearidade e duas saídas para o sinal: uma no anodo e outra no último dinodo, que pode ser usada caso a anterior sofra saturação por excesso de intensidade de sinal e falta de corrente de alimentação pela base. A figura 2.10 ilustra o esquema da base .

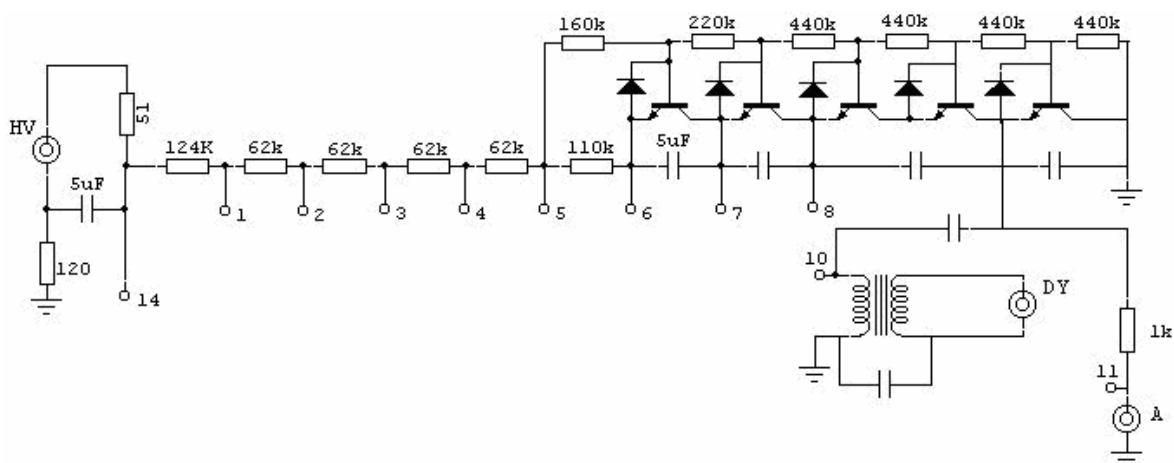


Figura 2.10 - Esquema da Base do PMT, utilizado no tanque protótipo.

2.6 A PMT utilizada no Tanque Protótipo

No detector de teste montado no Laboratório de Sistemas de Detecção, no CBPF, o princípio de funcionamento [8] é o mesmo do detector de superfície utilizado no Projeto Pierre Auger. Devido ao tamanho reduzido do tanque protótipo, é utilizada apenas 1 PMT, o modelo 9791KB fabricado pela EMI [18], que atende às necessidades do projeto embora este modelo não seja mais fabricado. A tabela 2.1 mostra algumas características do PMT 9791KB.

Ganho	10^6
Máxima tensão de alimentação	2500V
Corrente de anodo média	200 μ A
Corrente de anodo no escuro	1nA
Faixa de temperatura	-30 até 60°C
Diâmetro	115mm

Tabela 2.1 – Características do PMT 9791KB.

No Projeto Auger, para selecionar o PMT mais apropriado a ser utilizado nos detectores de superfície do Observatório Auger, foram feitos extensivos testes com PMTs de três fabricantes diferentes: Electron Tubes Limited [18], Hamamatsu [1] e Photonics [23]. Do resultado destes testes, foi selecionado o PMT da Photonics XP1805 [23], que atende plenamente a todos os requisitos previamente estabelecidos.

2.7 A PMT e a Base para o Laboratório de Correlação Angular

O PMT utilizado para a detecção de radiação gama e em medidas de correlação angular é o modelo 8850, fabricado pela Burle [17]. Este PMT é alimentado com alta tensão negativa e tem suas principais aplicações na detecção de cintilação, radiometria e a astronomia. A tabela 2.2 mostra algumas características do PMT 8850.

A base utilizada (fig.2.11) é passiva e composta de 12 estágios divisores de tensão, possuindo ainda capacitores nos últimos estágios, de modo a manter estabilizada a operação da PMT devido a possíveis variações bruscas na corrente de anodo e também um controle externo da tensão de focalização. O consumo da base é de 2mA para uma tensão máxima de -3000 Volts.

Ganho	$1.6 * 10^7$
Máxima tensão de alimentação	3000V
Corrente de anodo média	200 μ A
Corrente de anodo no escuro	4,5nA
Faixa de temperatura	-50 até +85°C
Diâmetro	51mm

Tabela 2.2 – Características do PMT 8850.

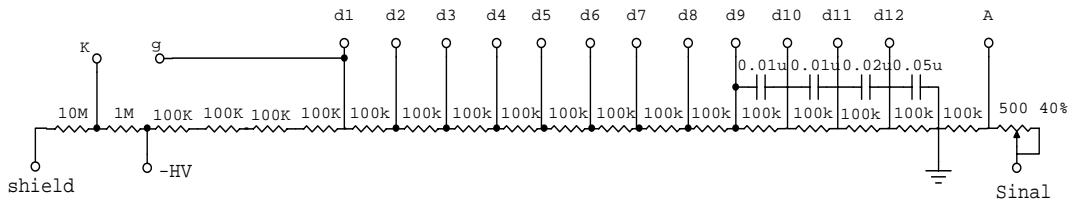


Figura 2.11 - Esquema da base do PMT 8850.

2.8 O PMT e a Base utilizada no Laboratório de Nanoscopia

O PMT que o laboratório possui é o 56AVP, fabricado pela Philips [16], cuja base opera com tensão negativa de 0 a 3000V; é passiva e composta de 14 estágios, possuindo ainda capacitores em todos os estágios. O diagrama esquemático é mostrado na figura 2.12.

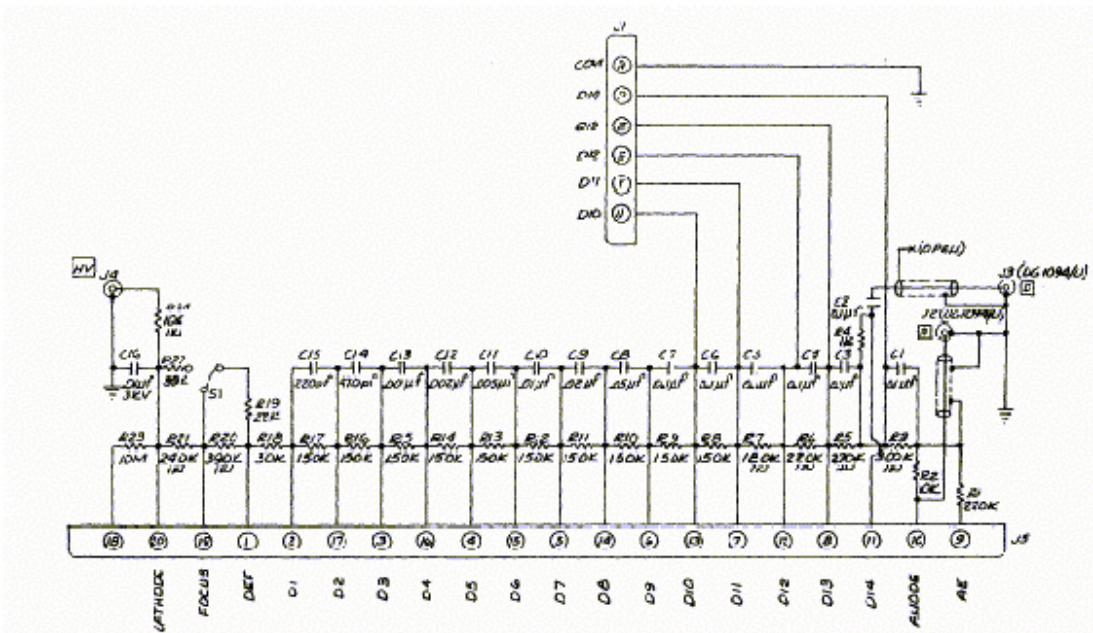


Figura 2.12 - Esquema da base do PMT 56AVP .

2.9 Considerações de Projeto da Fonte de Alta Tensão

O ganho e o ruído dos PMT dependem dos valores da tensão de alimentação e dos resistores da base. Pode-se otimizar esses valores com um experimento piloto, observando-se o espectro de distribuição das amplitudes da saída do PMT tanto na ocorrência como na ausência de eventos que se quer detectar, buscando assim a melhor relação sinal/ruído.

Capítulo 3

Fontes Chaveadas e Conversores CC-CC

Este capítulo apresenta uma visão geral sobre fontes chaveadas e conversores CC-CC, detalhando os requisitos elétricos do circuito da fonte de alta tensão implementado, o projeto do circuito e a escolha dos componentes eletrônicos.

3.1 Fontes Chaveadas

Fontes chaveadas são conversores de tensão ou corrente, alternada ou contínua [36]. Os tipos de interesse para este trabalho são o **Conversor CA-CC**, que recebe energia de uma fonte alternada e alimenta um retificador com filtro produzindo uma tensão contínua; e o **Conversor CC-CC** que recebe uma alimentação contínua, seja de um **Conversor CA-CC** ou de uma bateria, para alimentar um **Inversor CC-CA** cuja saída é retificada e filtrada, podendo ou não ser estabilizada, fornecendo uma tensão ou corrente contínua em outro nível.

Na década de 60, deu-se início ao desenvolvimento de fontes chaveadas para aplicações militares e espaciais, na busca por mais alta eficiência e redução de peso, tamanho e custo. Os transformadores, indutores e capacitores foram sendo reduzidos na medida do aumento da frequência de chaveamento. Hoje quase todos os sistemas eletrônicos utilizam fontes chaveadas.

O projeto das fontes chaveadas é mais complexo do que o das fontes lineares, exigindo maiores cuidados, especialmente na prevenção da interferência eletromagnética. As fontes chaveadas são preferidas quando a compactação, a leveza e a eficiência são de prima importância, mas seu desempenho em termos de regulação e ruído é inferior ao das fontes lineares.

3.1.1 Funcionamento de uma Fonte Chaveada

O diagrama de blocos típico de uma fonte chaveada CA-CC é mostrado na figura 3.1 e consiste de quatro blocos básicos: Retificador de entrada e filtro, inversor de alta frequência, retificador de saída com filtro e circuito de controle [24,34]. Retirando o bloco do retificador e filtro de entrada tem-se uma fonte chaveada CC-CC.

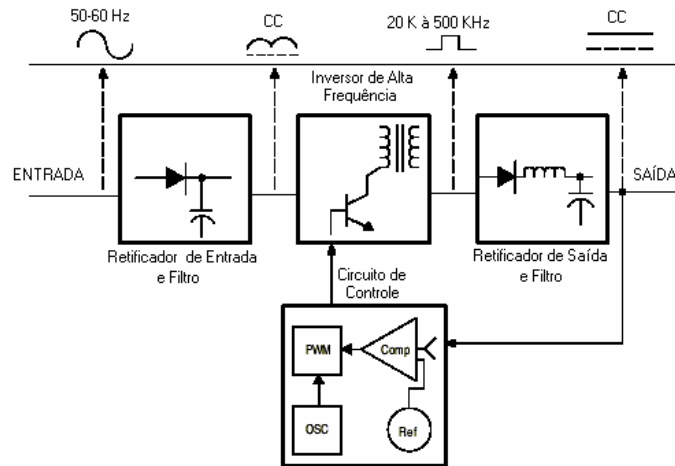


Figura 3.1 – Diagrama de blocos de uma fonte chaveada

Neste diagrama se considera a alimentação pela rede entrando em um retificador com filtro para baixas frequências, cuja tensão contínua não regulada alimenta um bloco inversor de alta frequência (tipicamente 10 kHz a 1 MHz). O inversor utiliza transistores (bipolares ou MOS) que comutam entre corte e saturação alimentando o enrolamento primário de um transformador de alta frequência. Os pulsos de tensão que resultam no secundário do transformador são retificados e filtrados, de modo a fornecer a tensão contínua desejada na saída.

O controle da saída é feito pela modulação da largura dos pulsos de comutação dos transistores, ou PWM - (*Pulse Width Modulation*), definida pela relação entre o tempo de condução dos transistores e o período total do ciclo de transformação. O circuito de controle é constituído por um oscilador, que excita um Modulador de Largura de Pulsos (PWM); um amplificador de erro; e uma tensão de referência precisa. O amplificador de erro compara a tensão de saída do bloco retificador e filtro com a tensão de referência e atua no modulador para compensar possíveis variações da alimentação e do circuito, mantendo a tensão de saída constante.

Os componentes eletrônicos básicos neste tipo de circuito são o transformador, os transistores, os retificadores com filtros para baixas e altas frequências, e o modulador PWM ou outro tipo de regulador. Estes componentes são apresentados nos apêndices. Neste trabalho se descreve o funcionamento e o projeto de uma fonte de alta tensão e cada um de seus circuitos.

3.1.2 Comparação entre Fontes Lineares e Fontes Chaveadas

Fontes lineares e fontes chaveadas usam técnicas diferentes para produzir uma tensão de saída regulada resultando em vantagens e desvantagens para uso em cada aplicação.

As fontes lineares apresentam diversas características interessantes, tais como simplicidade, baixa ondulação e excelente regulação da tensão de saída sobre a carga, tempo de resposta rápido tanto para variações na carga quanto na linha e ainda baixa emissão eletromagnética. Mas como elas empregam elementos de controle em série ou em paralelo com a carga, para fazer a tensão ou a corrente nesta permanecer constante, somente podem ser abaixadoras de tensão ou corrente, e portanto apresentam baixa eficiência, pois o dispositivo linear mantém sobre si a diferença em tensão ou subtrai a corrente entre a entrada e a saída. Se existir uma diferença significativa de tensão e corrente na saída, resulta numa grande perda de potência sobre o dispositivo linear o que implica o uso de dissipadores de calor e aumento do volume e do custo do circuito.

A eficiência dos reguladores lineares está tipicamente em torno de 30% a 50%. Dependendo da diferença entre a tensão de saída e a entrada do sistema, a eficiência pode ser bem inferior a 30%.

Já as fontes chaveadas tem eficiência típica de 60% a 90%, especialmente quando trabalham em alta frequência. Além disso são menores do que seus equivalentes lineares para a mesma potência de saída. Por exemplo, a 20 kHz proporciona uma redução de até 4 vezes no tamanho dos componentes, e até 8 vezes para 100 kHz. Na tabela 3.1 se apresenta uma comparação quantitativa entre fontes lineares e chaveadas típicas [35].

Especificações	Linear	Chaveadas
Peso	8Kg/100W	2Kg/100W
Volume	7,5dm ³ /100W	1,5dm ³ /100W
Eficiência	30-50%	60-90%
Regulação na carga	0,02%-0,1%	0,1%-1,0%
Ondulação na saída	0,5mV –5mV RMS	10mV-100mV RMS

Tabela 3.1 - Comparação entre fontes lineares e chaveadas.

Neste trabalho se faz uso de fontes chaveadas voltadas para a construção de fontes de alta tensão para a polarização de detectores de radiação, em particular para tubos fotomultiplicadores. A literatura sobre o projeto e construção de fontes chaveadas para esta e outras finalidades pode ser encontrada, entre outras, nas referências [36,37,38].

3.2 *CONVERSORES CC-CC*

Os conversores CC-CC contém inversores CC-CA, cujas saídas são retificadas e reguladas para fornecer as saídas contínuas, ou CC, desejadas. Os conversores CC-CC são empregados em fontes de alimentação para computadores, *laptops*, sistemas de energia para espaçonaves, equipamentos voltados para telecomunicações e controle de motores baseados em corrente contínua, entre outras aplicações.

O princípio básico da conversão CC-CC é mostrado na figura 3.2a. A chave S é operada com um período de chaveamento

$$T = t_1 + t_2 \quad (3.1)$$

onde t_1 é o intervalo de tempo em que a chave permanece conduzindo (chave fechada) e t_2 o intervalo de tempo em que a chave permanece cortada (chave aberta). O ciclo de trabalho, ou “*Duty Cycle*” (D) é definido como uma porcentagem do ciclo total de chaveamento em que o dispositivo de chaveamento está na condição ligado

$$D = t_1 / T \quad (3.2)$$

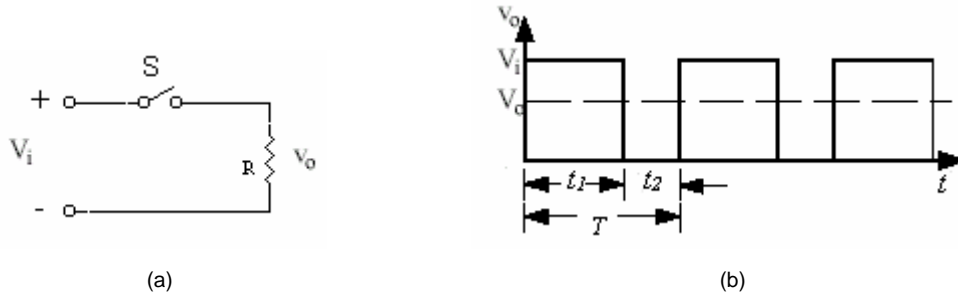


Figura 3.2 – Conversor CC-CC elementar (a) circuito (b) tensão de saída

Sendo S uma chave ideal no circuito da Figura 3.2 a, a tensão V_o assume valores V_i ou 0, como mostra a figura 3.2(b). Em cada ciclo, o valor médio desta tensão ou valor CC é definido pela integração de V_o no período completo de chaveamento

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} V_i dt = \frac{t_1}{T} V_i = DV_i \quad (3.3)$$

Esta integração pode ser realizada por exemplo com uma capacitância associada em paralelo com a resistência R, com uma constante de tempo de integração bem maior do que o período do sinal, e bem menor do que o período da modulação. A eficiência típica dos conversores CC-CC é de 75% até 95%, resultante do trabalho em modo chaveado com pequenas perdas de potência nos dispositivos chaveadores, tanto nos estados permanentes com a chave aberta (dispositivo cortado) ou fechada (dispositivo saturado), quanto nos estados transitórios. Basicamente o fluxo de potência em um conversor é representado pela equação:

$$P_{entrada} = P_{saida} + P_{perdas} \quad (3.4)$$

$P_{entrada}$ é a potência na entrada do conversor;

P_{saida} é a potência na saída do conversor;

P_{perdas} , é a potência perdida dentro do conversor.

A eficiência [36] é definida em porcentagem:

$$Eficiência(\%) = \frac{P_{saida}}{P_{entrada}} \times 100\% \quad (3.5)$$

Os conversores geralmente trabalham em frequências maiores que a da rede, permitindo assim a utilização de transformadores de dimensões, custo e peso bem menores

do que os dos transformadores convencionais de mesma eficiência. Esta redução ocorre por conta do uso nestes transformadores de materiais mais adequados para operação em altas frequências, por exemplo, com o uso de ferrites no núcleo para reduzir perdas.

Outra vantagem de se trabalhar em alta frequência é a redução do ruído acústico do conversor, adotando a frequência de chaveamento acima da faixa audível, que é de 20kHz. A fonte chaveada é fisicamente mais compacta do que as fontes lineares, porque os principais responsáveis pelo tamanho do conversor são os componentes magnéticos e capacitores, e quanto maior a frequência de operação, menor o tamanho destes componentes e portanto do conversor.

Porém, o aumento da frequência de chaveamento a partir de um certo ponto pode reduzir severamente a eficiência do conversor, se alguns cuidados não forem tomados. No conversor CC-CC, as perdas no chaveamento e na condução associadas aos semicondutores, são parte importante da perda total do conversor. A perda de condução é proporcional à resistência direta de condução (3.5.2.5) do semicondutor de chaveamento e a perda de chaveamento é proporcional à frequência de chaveamento e às capacitâncias parasitas dos semicondutores e do transformador. Além disso, temos perdas de potência nos componentes magnéticos proporcionais à frequência de chaveamento e devidas ao efeito pelicular (*skin effect*) nos fios condutores e correntes de Foucault nos núcleos [36]. Adicionalmente há perdas de potência associada aos componentes parasitas tais como a indutância de dispersão, a capacitância entre o primário e o secundário do transformador, a capacitância entre os enrolamentos do transformador, a capacitância de saída dos semicondutores de chaveamento e a capacitância da junção dos diodos.

Ao longo deste capítulo se discute como lidar com as principais perdas de potência nos componentes magnéticos e nos semicondutores de chaveamento e se indica como reduzir estas perdas e melhorar o desempenho do conversor.

3.3 Modulação por Largura do Pulso (PWM)

O circuito de controle dos dispositivos de chaveamento é um oscilador com modulação de largura de pulsos PWM (*Pulse Width Modulation*) [36], no qual o período de chaveamento T permanece constante e a largura do pulso t_1 (intervalo em que a chave permanece conduzindo) varia resultando em um ciclo de trabalho t_1/T variável de forma a compensar variações da tensão de entrada e da carga, mantendo a tensão de saída estável.

Uma forma de onda típica é mostrada na figura 3.3.

Nesta técnica de modulação, os pulsos de chaveamento do transformador têm largura variável dependente da tensão de saída, devido à realimentação da tensão de saída, que é comparada com uma tensão de referência gerando uma tensão de erro (V_e). Em seguida, essa tensão é comparada com um sinal em dente-de-serra para gerar pulsos V_c de largura proporcional à tensão de erro. Enquanto o nível do sinal do dente-de-serra for menor do que a tensão do sinal de erro, a saída do comparador que controla o dispositivo de chaveamento permanece em nível baixo, cortando o dispositivo de chaveamento. Quando o sinal dente-de-serra atingir um nível igual ou maior do que a tensão de erro, a saída do comparador vai para o nível alto, fazendo o dispositivo de chaveamento conduzir até o reinício do ciclo. Quanto mais a tensão de saída se aproximar da tensão desejada, menor será a tensão de erro e menor será a largura dos pulsos, até que as tensões comparadas sejam iguais, não havendo mais pulsos neste momento.

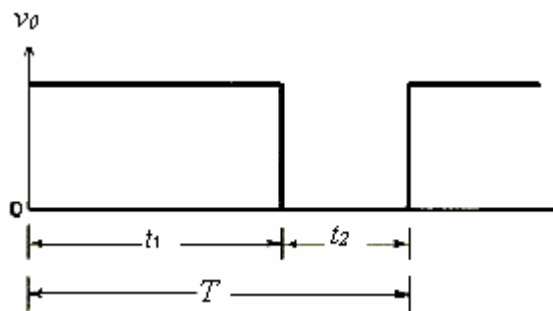


Figura 3.3 – Forma de onda típica de saída do PWM

As figuras 3.4 e 3.5 mostram o diagrama de blocos de um circuito integrado PWM típico e suas formas de onda respectivamente. A maioria dos controladores PWM operam de maneiras similares.

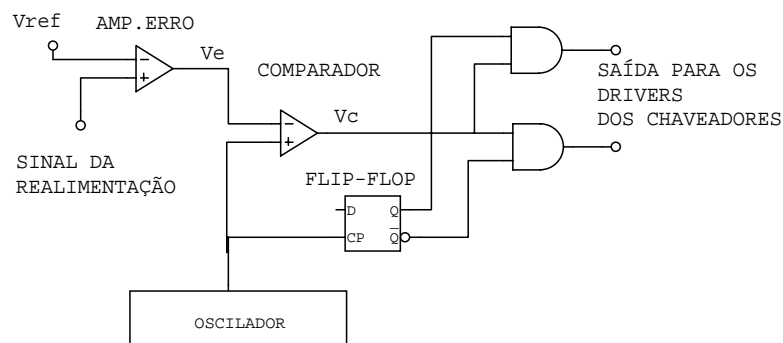


Figura 3.4 - Diagrama de Blocos de um C.I. PWM.

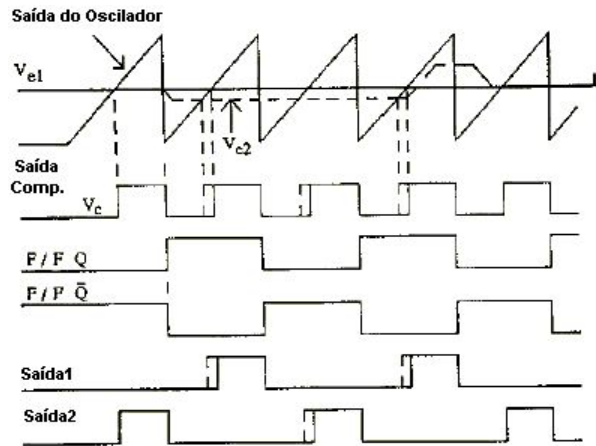


Figura 3.5 – Formas de onda de um circuito integrado PWM

Se o ciclo de trabalho for ajustado adequadamente, a tensão de saída pode ser mantida constante tanto para variação na tensão de entrada da fonte como na carga. Quando aumentamos a carga, o controle tende a aumentar o ciclo de trabalho de forma a manter a tensão de saída constante. O ciclo de trabalho varia quando muda o tempo em que o dispositivo de chaveamento está ligado, e de forma complementar, o tempo em que o dispositivo está desligado uma vez que $T = T_{\text{ligado}} + T_{\text{desligado}}$ onde T é o período de um ciclo completo e sempre constante. A figura 3.6 ilustra a saída do PWM para diferentes ciclos de trabalho.

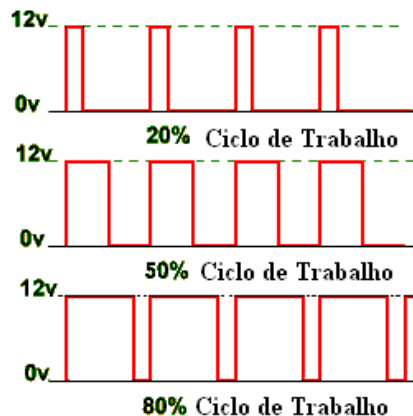


Figura 3.6 – Saída do PWM para 20%,50% e 80% de duty cycle .

Como a frequência de chaveamento do projeto é fixa, o espectro de ruído é relativamente estreito, o que permite o uso de filtros sintonizados de modo a reduzir a tensão de ondulação na saída da fonte. As grandes vantagens de se utilizar a técnica PWM

são a alta estabilidade da tensão de saída para rápidas mudanças na carga ou na tensão de entrada e a utilização da menor energia possível no chaveamento.

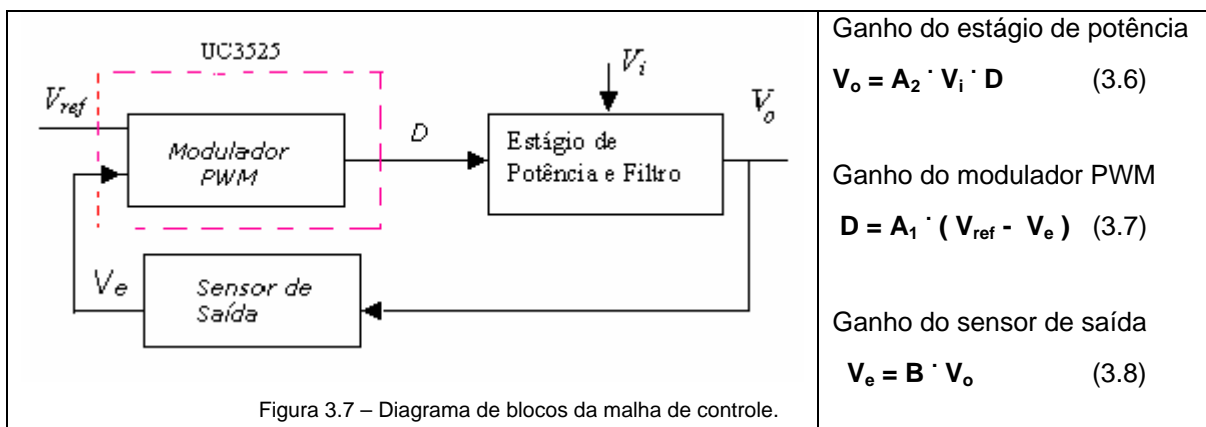
3.3.1 O Método De Controle

A saída da tensão de uma fonte chaveada é mantida constante com a ajuda de um circuito fechado de controle de variável de saída, tensão ou corrente, para a qual se quer boa estabilidade e resposta a transientes.

De um modo geral, existem dois métodos de controle de uma fonte regulada: modo de tensão e modo de corrente [39]. Nestes dois métodos, a tensão ou a corrente de saída é amostrada e realimentada para permanecer constante. O modo de tensão é o método mais usual de regulação e será o utilizado no projeto.

No controle da tensão, uma tensão de erro é formada pela diferença entre uma fração da tensão de saída e uma tensão de referência. Essa tensão de erro então aciona um modulador PWM tal como descrito na seção anterior, que converte a tensão de erro em uma forma de onda modulada em largura de pulso que determina o ciclo de trabalho de acionamento dos transistores de chaveamento.

A figura 3.7 mostra o diagrama de blocos que descreve o sistema de controle de tensão de saída para o conversor, composto por um circuito amostrador ou sensor, um modulador PWM e um circuito de potência. O sensor ou amostrador da tensão de saída V_o adapta a tensão de saída ao nível de tensão V_e adequado ao circuito de controle ou modulador PWM. Este compara a amostra de tensão de saída V_e com a tensão de referência V_{ref} para variar o ciclo de trabalho D do estágio de potência e filtro, que recebe a tensão de alimentação V_i .



Seguindo o tratamento matemático clássico para sistemas lineares realimentados [36,42,61], válido para valores médios das variáveis consideradas temos que:

$$V_o = A_2 \cdot D \cdot V_i = A_1 \cdot A_2 \cdot V_i \cdot (V_{ref} - V_e) = A_1 \cdot A_2 \cdot V_i \cdot (V_{ref} - B \cdot V_o) \quad (3.9)$$

$$\text{Logo } V_o = A \cdot V_{ref} / (1 + A \cdot B), \quad (3.10)$$

$$\text{onde } A = A_1 \cdot A_2 \cdot V_i \quad (3.11)$$

Se o ganho de malha aberta do sistema for muito alto, ou seja $A \cdot B \gg 1$, então a saída se torna independente da entrada, ou seja da tensão de alimentação V_i , e dos parâmetros de ganho do sistema: A_1 , A_2 e D , dependendo apenas da tensão de referência V_{ref} e do fator de amostragem B :

$$V_o = V_{ref} / B \quad (3.12)$$

3.4 A Topologia

O projeto de fontes chaveadas se inicia na escolha do circuito, caracterizado por sua TOPOLOGIA, que consiste em um arranjo de transformadores, indutores, capacitores e dos semicondutores de potência.

Existe uma grande variedade de topologias disponíveis, cada uma tendo suas características próprias, das quais as mais importantes são as seguintes [39]:

- Se a topologia é eletricamente isolada da entrada para a saída;
- Qual o pico de corrente que flui através dos semicondutores de potência;
- Se pode ter múltiplas saídas;
- Quanto de tensão reversa aparece sobre os semicondutores de potência;
- Se opera no modo **contínuo** ou **descontínuo**.

O modo contínuo é definido como aquele em que a corrente no indutor não vai a zero antes que o dispositivo de chaveamento seja religado, ao contrário, tem-se o modo descontínuo.

As principais topologias de fontes chaveadas, isoladas ou não, encontram-se descritas no apêndice 1 e também nas referências [39,40].

Na escolha da topologia do conversor CC-CC a ser utilizado no projeto, analisou-se cada uma delas quanto ao atendimento às especificações do projeto, dadas no capítulo 1.

Na topologia *Flyback*, o fluxo magnético do transformador nunca inverte de polaridade e como resultado o núcleo do transformador necessita de uma seção grande para um dado nível de potência, para evitar a saturação magnética. Além de ser volumoso, esse conversor apresenta um alto nível de ondulação na saída. A topologia *Half-Bridge* tem como principais características, o seu uso em aplicações de alta potência (na faixa de 500W à 1500W), a alta capacidade de corrente e o baixa ondulação de saída. Ele tem como desvantagens o custo e a complexidade do circuito. A topologia *Full-Bridge* utiliza 4 transistores e é muito utilizada em aplicações em que se precisa obter potências muito altas sendo bastante utilizado para isto em sistemas de telecomunicações e equipamentos de laboratório. As desvantagens deste circuito são o volume requerido pelos quatro transistores, a complexidade do circuito e o custo dos dois transistores adicionais

Para a realização da conversão dos 12V de uma bateria em 1200V a 2000V para a válvula fotomultiplicadora, optou-se pela topologia *PUSH-PULL* devido às seguintes características próprias de operação [36]:

a) O conversor *PUSH-PULL* é adequado para aplicações de baixas e médias potências na saída e baixas tensões de entrada, por submeter o dispositivo chaveador a tensões duas vezes maiores que a tensão de entrada.

b) No conversor *PUSH-PULL*, o primário do transformador possui 2 enrolamentos que possibilitam que o núcleo seja excitado bidirecionalmente o que evita a saturação do mesmo. A excitação bidirecional do núcleo oferece também a vantagem de se poder utilizar multiplicadores de tensão no secundário do transformador, assim o número de espiras dos enrolamentos secundários é reduzido e conseqüentemente as dimensões do transformador se reduzem.

c) Outra vantagem em reduzir o número de espiras dos enrolamentos é a redução das indutâncias de dispersão associadas aos enrolamentos, que prejudicam o chaveamento dos transistores. A indutância de dispersão aumenta as perdas de energia, pois as energias armazenadas por essas indutâncias, normalmente são excessivas e não são utilizadas na transformação de tensão. Como conseqüência, tendem a se dissipar sobre os transistores de chaveamento sob a forma de picos de tensão, o que pode levá-los a destruição. Para

absorver esta energia e evitar que os picos de tensão reversa possam causar a destruição dos transistores, são necessários circuitos de proteção (*snubbers*) aos transistores de chaveamento.

d) A frequência de ondulação na saída é o dobro da frequência de operação do controlador PWM que excita os dois transistores. Isto significa poder utilizar um filtro de menor valor na saída.

e) Este conversor pode gerar múltiplas saídas de tensão, podendo elas serem positivas ou negativas. Isto permite à fonte de alimentação operar com uma simples bateria, gerando todas as tensões necessárias para a operação de um sistema.

Outras vantagens apresentadas pelo conversor *Push-Pull* são:

- Melhor dissipação de calor;
- Utilização de componentes de baixo custo;
- Maior flexibilidade no desenho do circuito (*lay-out*);
- Melhor distribuição dos dispositivos chaveadores e dos elementos magnéticos.

Uma desvantagem dos conversores *Push-Pull* é que eles requerem um controle de acionamento dos transistores de chaveamento, que previna que eles conduzam simultaneamente, já que isto acarreta a saturação do núcleo do transformador e o curto circuito da fonte de alimentação.

3.4.1 Conversor *Push-Pull*

Este tipo de conversor é um arranjo de 2 conversores *Forward*, trabalhando em modo complementar, permitindo o projeto e a utilização de transformadores e filtros mais compactos ao mesmo tempo em que produz uma baixa ondulação de saída. O enrolamento primário do transformador está conectado diretamente na saída dos transistores chaveadores.

As duas metades do primário do transformador devem ser enroladas no mesmo sentido mas com correntes que circulam em direções opostas, fazendo com que o fluxo no transformador seja controlado em ambas as polaridades tornando a utilização do núcleo mais eficiente do que um conversor com um único dispositivo de chaveamento.

O conversor *Push-Pull* normalmente funciona em aplicações em que se dispõem de baixas tensões de entrada como 12V, 24V ou 48 Volts. Com esses níveis de tensão, é mais fácil evitar a saturação do transformador.

Um conversor *Push-Pull* é mostrado na figura 3.8 em que os dispositivos chaveadores são transistores MOSFETS. O transformador está conectado entre os drenos dos transistores e a tomada central (*center tape*) está conectada à fonte V_{in} . O circuito do acionador *Push-Pull* deve produzir os sinais defasados 180°, de modo que Q_1 e Q_2 nunca estão ligados ao mesmo tempo. Neste conversor, os transistores Q_1 e Q_2 ficam ligados durante um intervalo de no máximo 50% do período de chaveamento, porém o mais indicado é que haja um intervalo de tempo onde ambos os transistores fiquem desligados de modo a evitar a condução simultânea dos transistores, evitando a saturação do transformador e o curto circuito na fonte de alimentação. A expressão do ganho estático do conversor *Push-Pull* não ressonante é dado por [36]:

$$V_{out} / V_{in} = 2 \cdot N_2/N_1 \cdot (t_1 / T) \quad (3.13)$$

onde

N_2/N_1 = relação de espiras do transformador de alta frequência.

V_{in} = tensão CC de alimentação de entrada

$$D = (t_1 / T) = \text{ciclo de operação} \quad (3.14)$$

A tensão de saída é dada por [29]:

$$V_{out} = V_{in} \cdot 2 \cdot N_2/N_1 \cdot (t_1 / T) \quad (3.15)$$

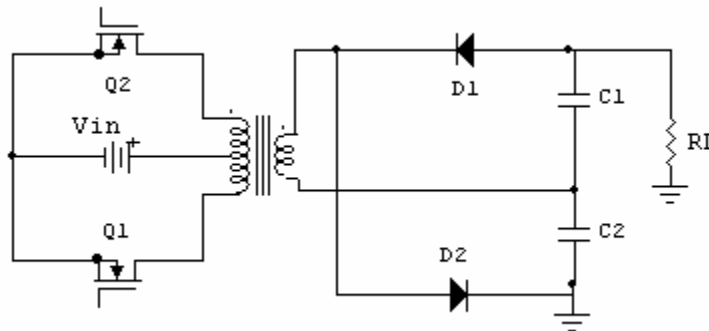


Figura 3.8 – Conversor Push-Pull com dobrador de tensão.

Etapa 1:

Quando Q_1 está conduzindo (S_1 na figura 3.9 a), Q_2 (S_2 na figura 3.9 a) está cortado e uma corrente no sentido horário circula na metade inferior do enrolamento primário, induzindo uma corrente no enrolamento secundário de modo que D_1 conduz e D_2 , reversamente polarizado, não conduz. Através de D_1 a capacitância C_1 é carregada com a corrente da fonte de alimentação limitada pela sua resistência interna associada em série às resistências do transformador e de condução do transistor. D_1 conduzindo, o transformador reflete a capacitância C_1 carregada, equivalente a um curto circuito. D_1 cortado é refletido um circuito aberto. Por isso a forma de corrente pulsada no primário e o correspondente degrau em rampa de tensão. A cada ciclo a tensão no capacitor aumenta aumentando a corrente na carga, e reduzindo a taxa de crescimento da tensão V_{cl} . A figura 3.9(a) apresenta a configuração do conversor nesta primeira etapa, a figura 3.9(b) o circuito equivalente desta primeira etapa, a fig.3.9(c) a forma de onda da tensão de saída no regime transitório e a fig.3.9(d) a forma de onda da tensão de saída no regime permanente. As forma de onda de tensão nos enrolamentos do primário e do secundário do transformador desde o estado transitório até o estado permanente são mostrados na seção 3.4.3.

Na fase final de carregamento do capacitor, quando V_{cl} assume seu valor máximo, a corrente média na carga se torna igual à corrente média do diodo. Quando o diodo D_1 fica reversamente polarizado, o capacitor C_1 descarrega-se através da resistência de carga R_L . A descarga continuará pelo restante do ciclo até que a tensão induzida no secundário volte a exceder o valor da tensão no capacitor C_1 e o processo se repetirá, gerando uma tensão de ondulação superposta ao valor médio estabelecido pelo controle realimentado.

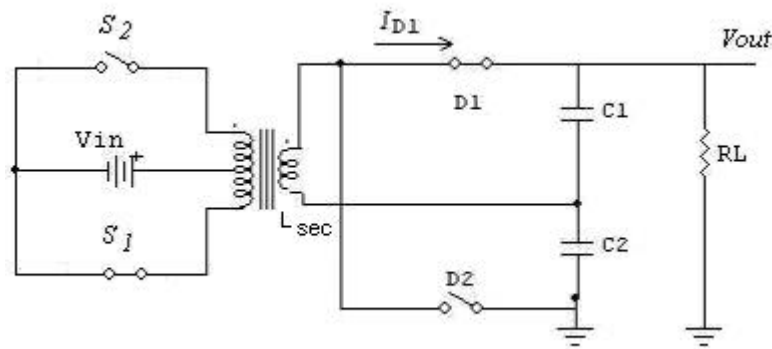


Figura 3.9(a) – Conversor etapa1

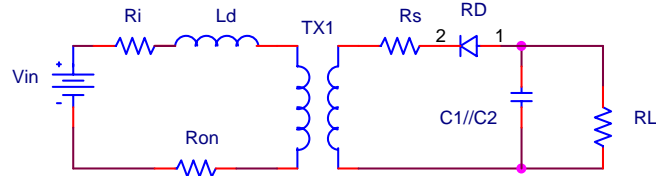


Figura 3.9(b) - O circuito equivalente

R_i = Resistência interna da fonte de alimentação

L_d = Indutância de dispersão

R_{on} = Resistência de condução do transistor

R_s = Resistência do enrolamento secundário

R_D = Resistência do diodo

R_L = Resistência de carga

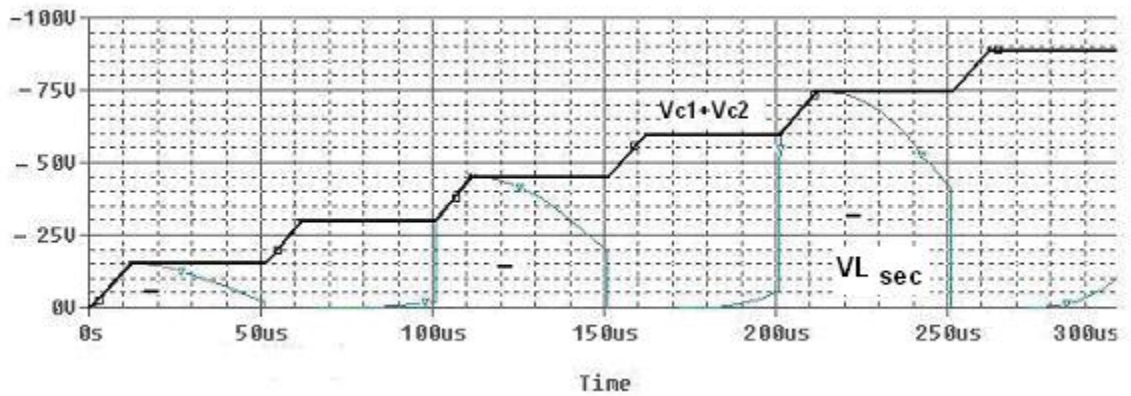


Figura 3.9 (c) Tensão de saída $V_{out} = V_{c1} + V_{c2}$ no regime transitório e tensão no secundário do transformador V_{Lsec}

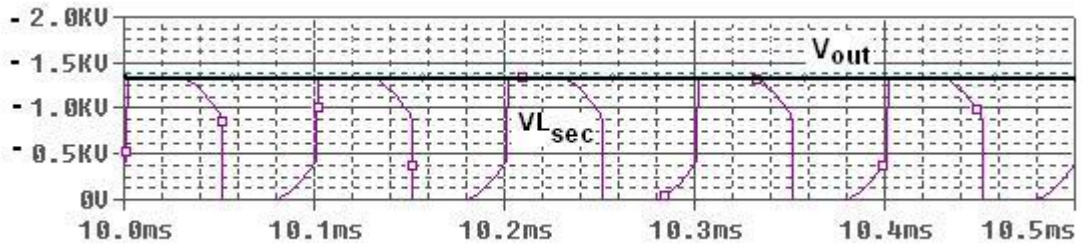


Figura 3.9 (d) Tensão de saída $V_{out} = V_{c1} + V_{c2}$ e tensão no secundário do transformador V_{Lsec}

Etapa 2:

O transistor Q_1 passa para o mesmo estado de Q_2 , ou seja, bloqueado e como não teremos corrente no primário, também não teremos tensão no secundário do transformador e os diodos D_1 e D_2 estarão cortados. A energia do filtro é entregue a carga iniciando-se o processo de descarga dos capacitores C_1 e C_2 . A figura 3.10(a) apresenta a configuração do conversor nesta segunda etapa e a figura 3.10(b) o circuito equivalente.

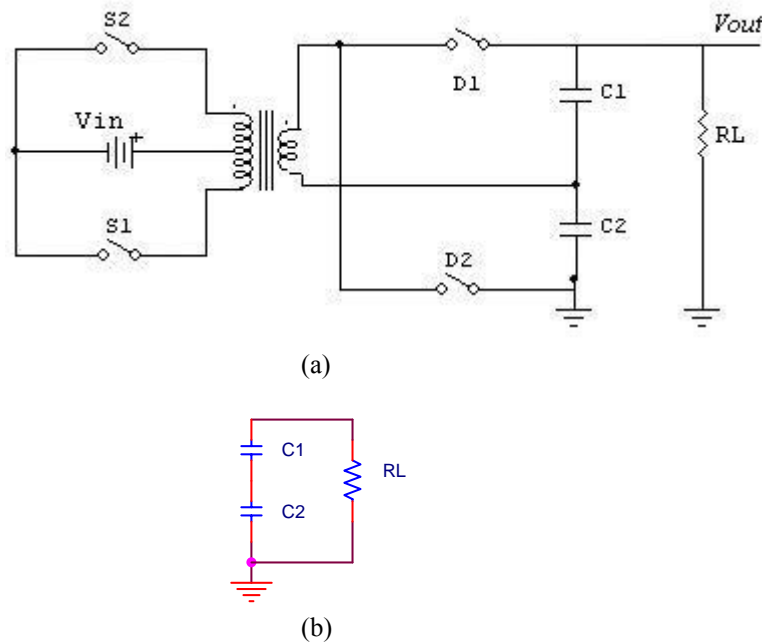


Figura 3.10: (a) configuração do conversor segunda etapa;(b) o circuito equivalente.

Etapa 3:

Durante esta etapa, Q_1 estará cortado e Q_2 conduzirá uma corrente no sentido anti-horário. D_1 estará reversamente polarizado e o diodo D_2 conduzirá a corrente, carregando o capacitor C_2 com a tensão máxima V_{c2} e enquanto que C_1 se descarrega pela carga RL . A figura 3.11(a) apresenta a configuração do conversor nesta terceira etapa, a figura 3.11(b) o circuito equivalente e a figura 3.11(c) a forma de onda da tensão no capacitor C_2 , nos 300us iniciais.

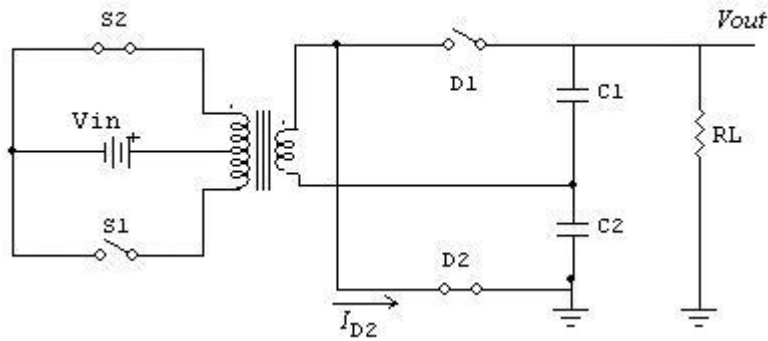


Figura 3.11 (a) Configuração do conversor terceira etapa

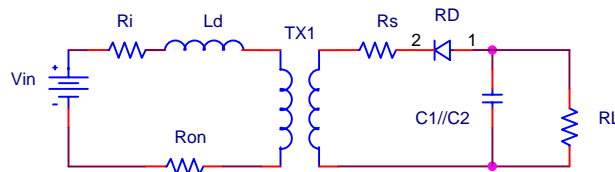


Figura 3.11 (b) O circuito equivalente terceira etapa

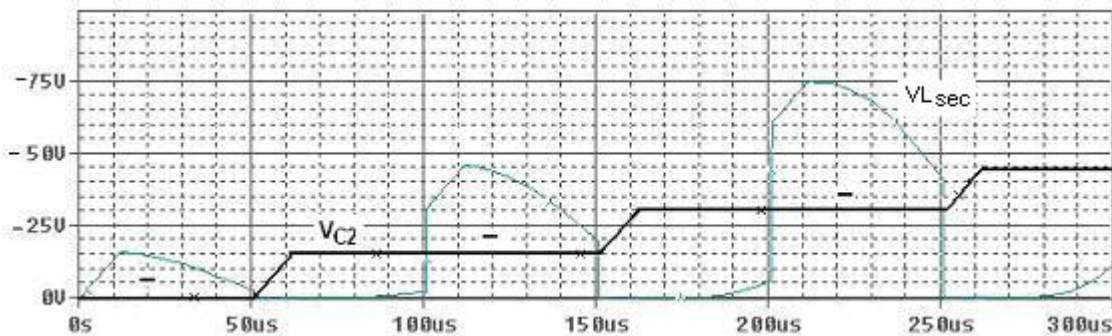


Figura 3.11(c) Tensão no capacitor V_{C_2} e tensão no secundário do transformador

Etapa 4:

A quarta etapa é idêntica à segunda, com os 2 capacitores C_1 e C_2 se descarregando pela carga. Esta etapa se encerra quando Q_1 receber ordem para conduzir, iniciando então novamente a primeira etapa. A figura 3.12(a) apresenta a configuração do conversor nesta quarta etapa e a figura 3.12(b) mostra a forma de onda da tensão no capacitor C_2 e da tensão de saída V_{out} . O circuito equivalente é o mesmo da etapa 2.

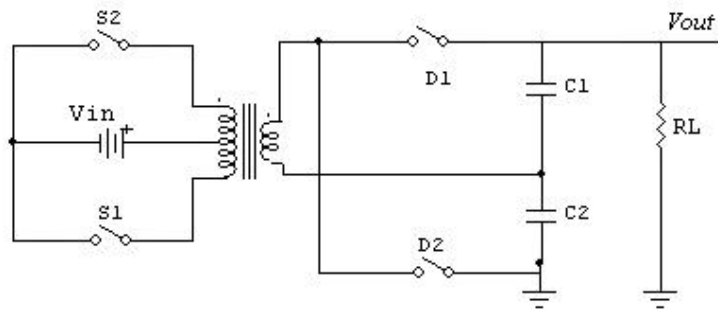


Figura 3.12 (a): Conversor quarta etapa

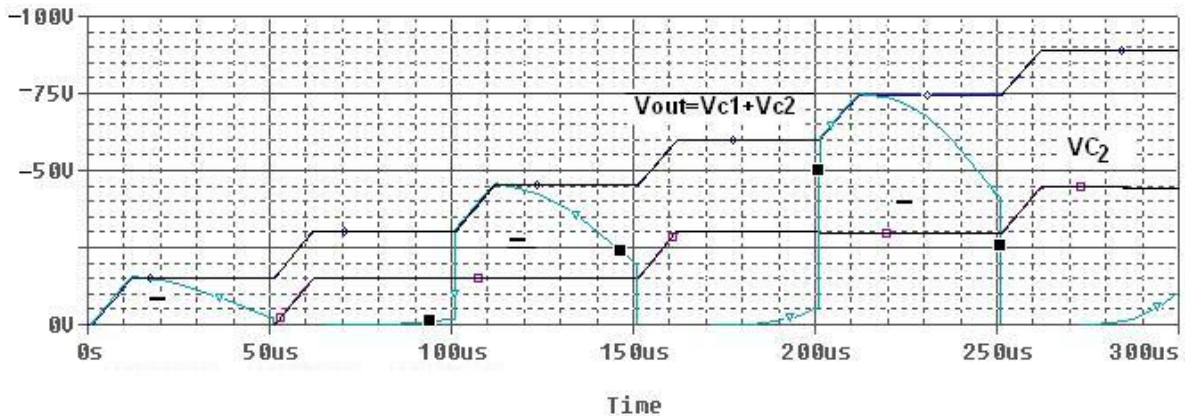


Figura 3.12(b) Tensões V_{C2} e V_{out} .

Observações:

1) A tensão de saída será a soma das tensões V_{C1} e V_{C2} como a saída de um retificador de onda completa filtrada cuja capacitância total corresponde à associação em série de $C1$ com $C2$, e cujo valor é menor que os valores individuais de $C1$ ou $C2$.

2) Na etapa 1, durante o intervalo de corte do diodo $D1$, e na etapa 3, durante o intervalo de corte do diodo $D2$, as tensões nos capacitores podem ser expressas pelas equações (3.16 e 3.17):

$$V_{C1} = V_{MÁX} \cdot e^{-t/RL.C1} \quad (3.16)$$

$$V_{C2} = V_{MÁX} \cdot e^{-t/RL.C2} \quad (3.17)$$

3) Nas etapas 2 e 4, em que ambos os diodos estão cortados, a tensão de saída pode ser expressa como:

$$V_0 = (V_{C1} + V_{C2}) \cdot e^{-t/RL.C_t} \quad (3.18)$$

Onde C_t é a capacitância total do filtro, $C1$ em série com $C2$.

4) Para manter a tensão de saída, sem que esta diminua significativamente durante a descarga dos capacitores, escolhemos o valor destes, de modo que a constante de tempo RC seja muito maior do que o intervalo de tempo de descarga.

3.4.2 O Conversor Push-Pull com Dobrador e Filtro Extra

Um filtro extra na saída do dobrador se fez necessário, já que em testes de bancada constatamos uma piora na ondulação quando a tensão de entrada esteve bem acima da tensão nominal. Neste instante, a largura do pulso que excita o conversor é bem estreita, se refletindo na saída como uma filtragem não muito eficiente. Por outro lado, a tensão de ondulação diminuiu quando mais corrente foi solicitada pela fonte e quando a tensão de alimentação decresceu do seu valor nominal. Conectamos então um filtro RC conforme mostrado na figura 3.13 que atenua ainda mais as componentes CA. Optamos por este filtro, já que quando testamos a fonte com várias cargas diferentes na bancada, ele se mostrou eficiente atendendo plenamente as especificações do projeto em relação a ondulação de saída. Este circuito permite assim um reduzido número de espiras no secundário, uma baixa ondulação na carga e uma baixa queda na tensão de saída.

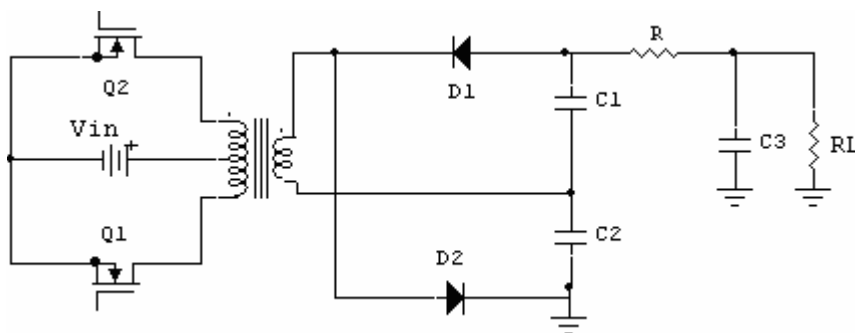


Figura 3.13 - Conversor Push-Pull a ser implementado.

A utilização deste filtro implica que sempre existirá uma tensão sobre o resistor que reduzirá o valor CC da forma de onda filtrada, comprometendo a regulação desejada da fonte. Além disso, haverá sobre o resistor uma potência que será perdida e dissipada sob a forma de calor; se a resistência de carga mudar, a tensão na carga mudará também. Ainda assim as vantagens de se utilizar o filtro ofuscam as desvantagens em vários casos.

Descartamos a utilização do filtro LC, já que para se manter constante a tensão de saída, uma considerável indutância será necessária no indutor de saída e a dimensão física deste componente é geralmente grande e com bastantes espiras. O dimensionamento do dobrador e do filtro são tratados ao longo deste capítulo.

3.4.3 Resultados de Simulação

Os resultados e as formas de onda de maior relevância são aqui apresentados por meio de simulações digitais utilizando o software PSpice, que visam comprovar o funcionamento adequado da estrutura de potência com dobrador e o filtro RC extra. O circuito empregado na simulação é mostrado na figura 3.14, e foi simplificado em alguns aspectos. Quanto ao transformador adotou-se o modelo linear (não ocorre saturação). Quanto ao transistor e diodos semicondutores, usou-se modelos de fabricante para PSpice.

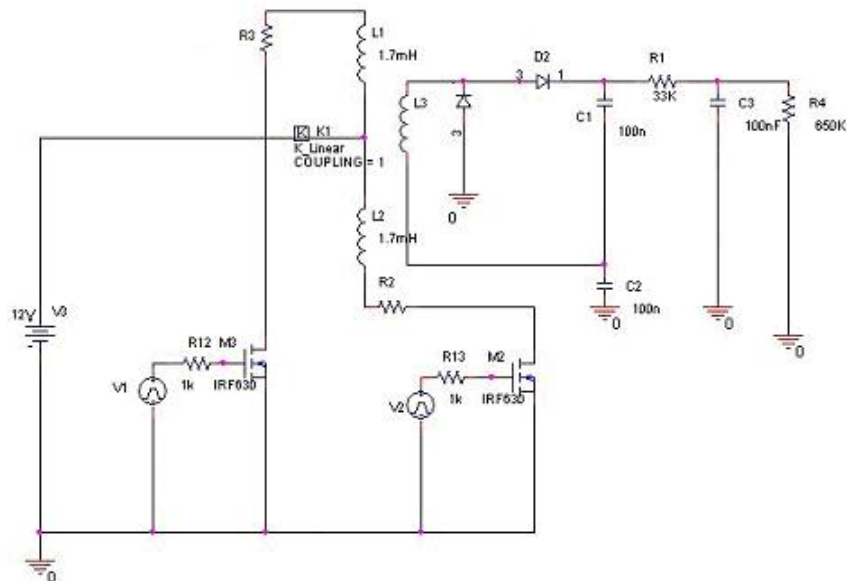


Figura 3.14 – Esquema elétrico do circuito empregado na simulação.

A figura 3.15 apresenta a forma de onda de tensão nos enrolamentos do primário e do secundário do transformador desde o estado transitório até o estado permanente.

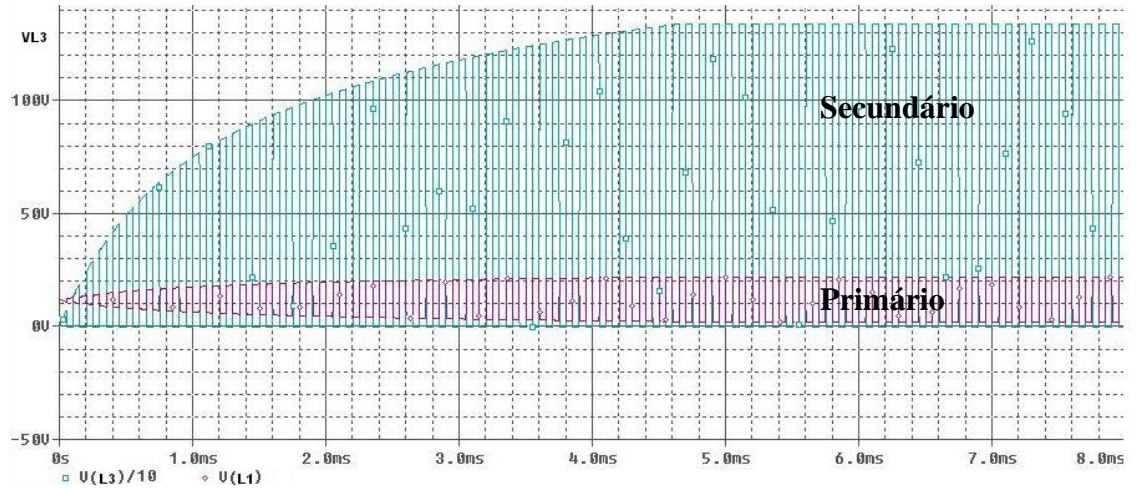


Figura 3.15 - Tensão nos enrolamentos primário e secundário do transformador.

Nas figuras 3.16(a), 3.16(b) e 3.16(c) podem ser observadas, respectivamente, as formas de ondas transitórias da corrente no primário e secundário do transformador. Nota-se que, no estado inicial, o transformador dá um pico máximo de corrente pois ele “enxerga” a mínima reatância dos capacitores de saída. Ao atingir o estado permanente, a corrente se estabiliza.

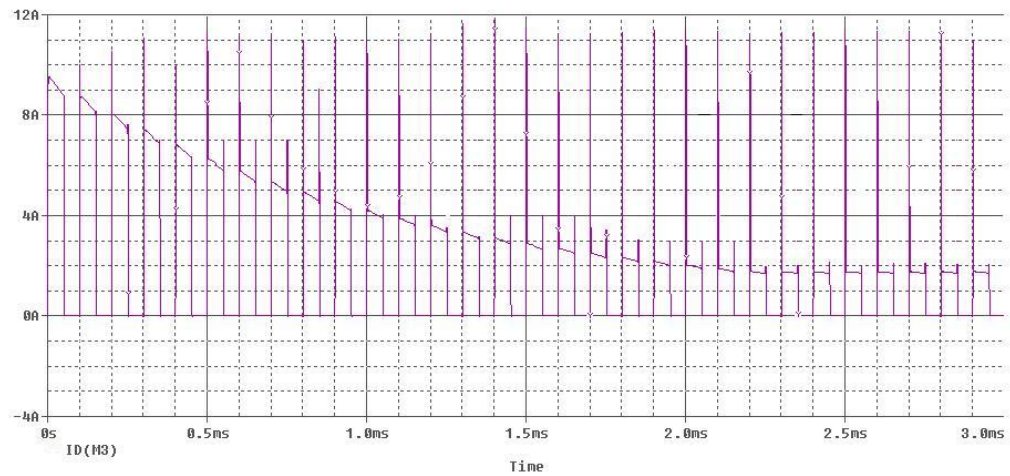
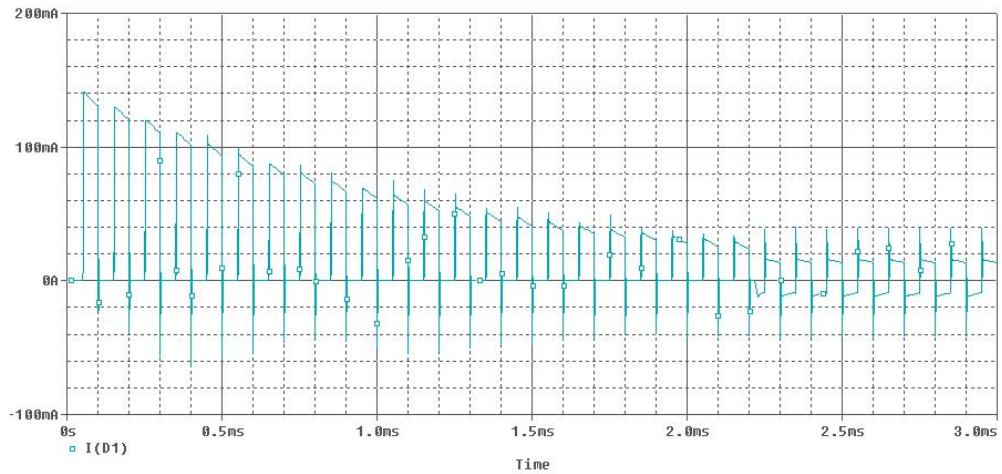
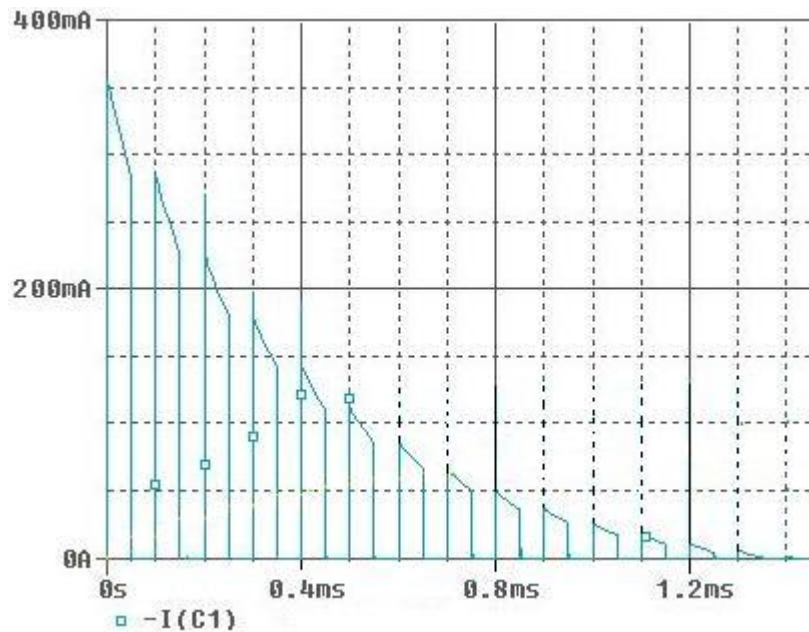


Figura 3.16 (a)



(b)



(c)

Figura 3.16- (a) Correntes no enrolamento primário, (b) no enrolamento secundário em regime permanente e (c) queda da corrente no capacitor C1 do dobrador.

Na fig.3.17(a) vemos o crescimento da tensão em cada capacitor do dobrador de tensão e na saída do dobrador, desde o regime transitório até o estado permanente. Na fig.3.17(b) observamos a queda da corrente no capacitor de saída C3 e o crescimento e estabilização da corrente na carga até atingir o estado permanente.

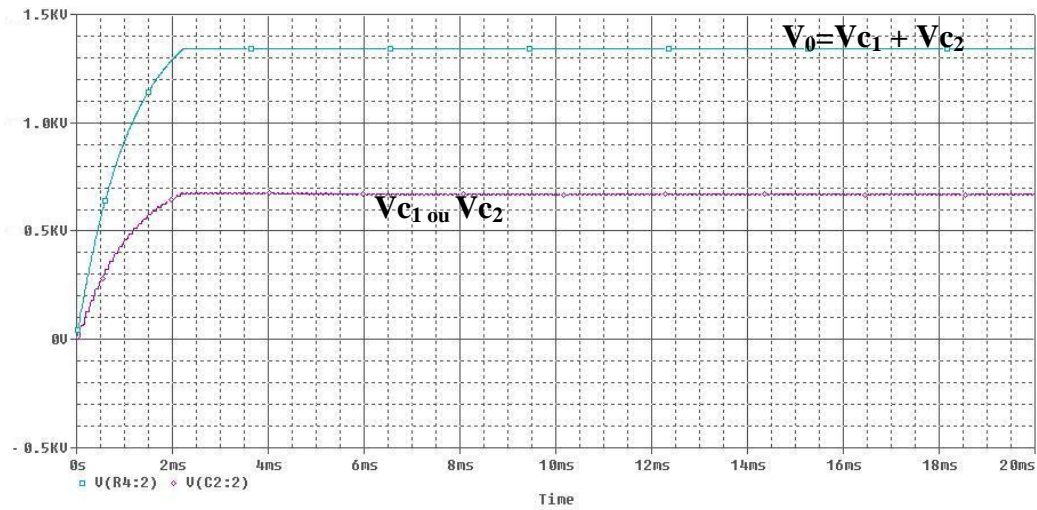


Figura 3.17(a)- Tensão nos capacitores do dobrador.

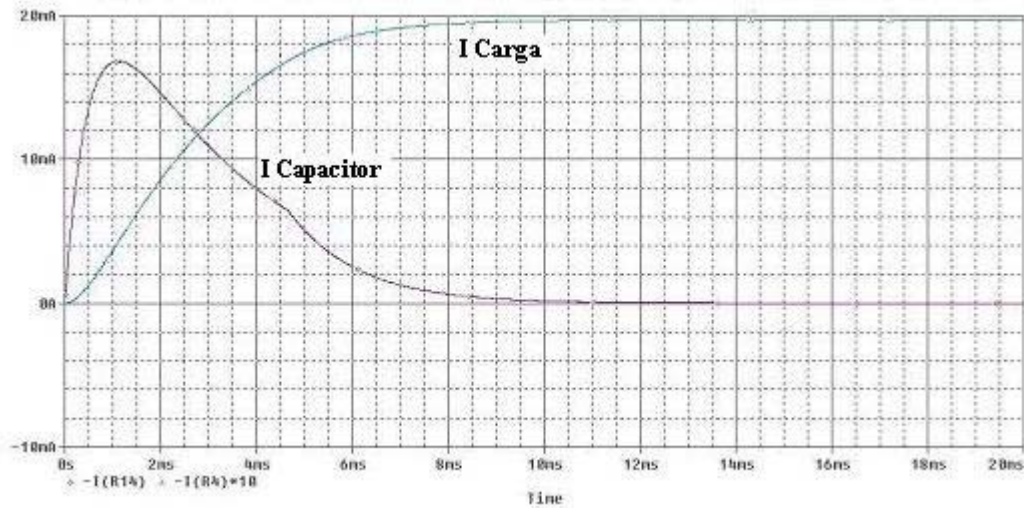
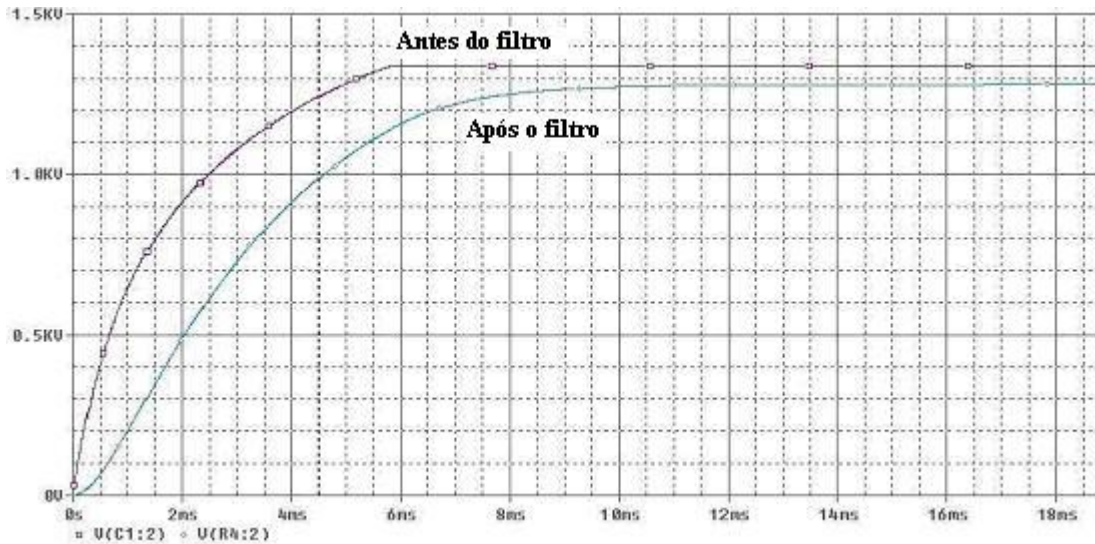
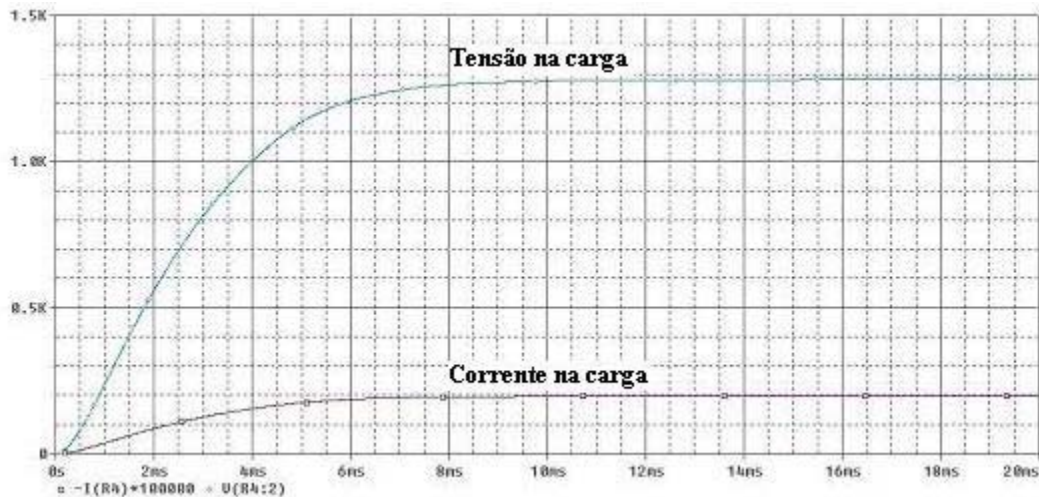


Figura 3.17(b) - Formas de onda da corrente no capacitor e na carga.

Na fig.3.18(a) são mostradas as tensões antes e após o filtro R_1C_3 desde o transitório até o regime permanente. Observa-se que na carga o transitório é suavizado e atinge o regime permanente em aproximadamente 10ms. Na figura 3.18(b) são mostradas as formas de onda da tensão e da corrente na carga.



(a) Forma de onda na saída do dobrador e na carga.

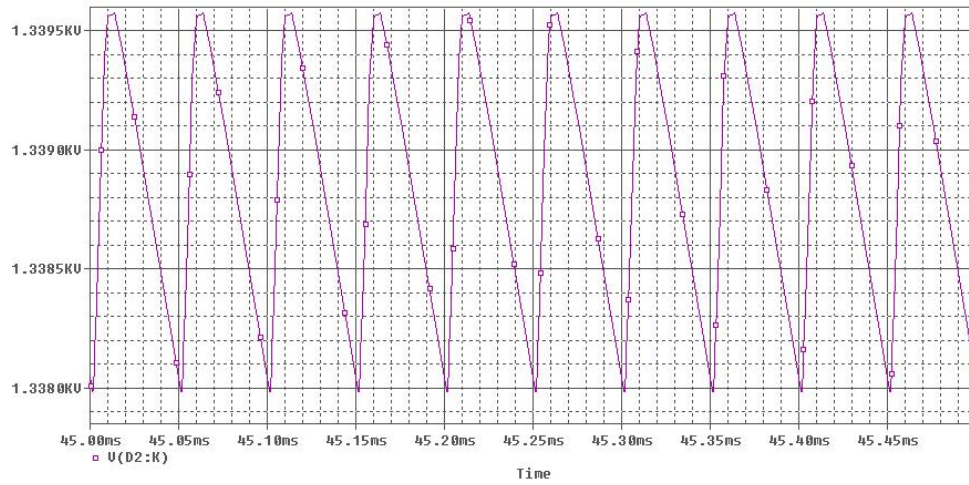


(b) Forma de onda da tensão e corrente na carga.

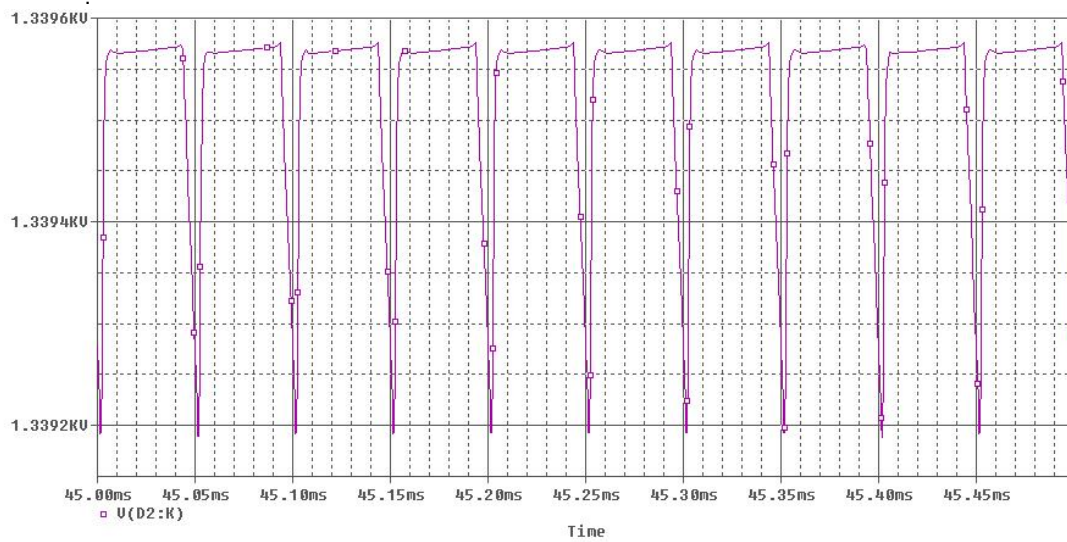
Figura 3.18 - (a) Tensões antes e depois do filtro RC. (b) Forma de onda da tensão e da corrente na carga.

Nas simulações das ondulações de tensão na carga, foram feitas primeiramente as medidas sem o filtro R_1C_3 . Colocamos a largura do pulso de condução em 10 μ s e 40 μ s. Os resultados podem ser vistos nas figuras 3.19(a) e 3.19(b), no regime permanente.

Recolocamos o filtro R_1C_3 no circuito e simulamos a ondulação da tensão, para variadas larguras de pulso. Os resultados se encontraram dentro dos limites definidos pelas especificações de projeto, mostrando a eficácia do filtro, conforme a tabela 3.2 e as figuras 3.20(a) e 3.20(b).

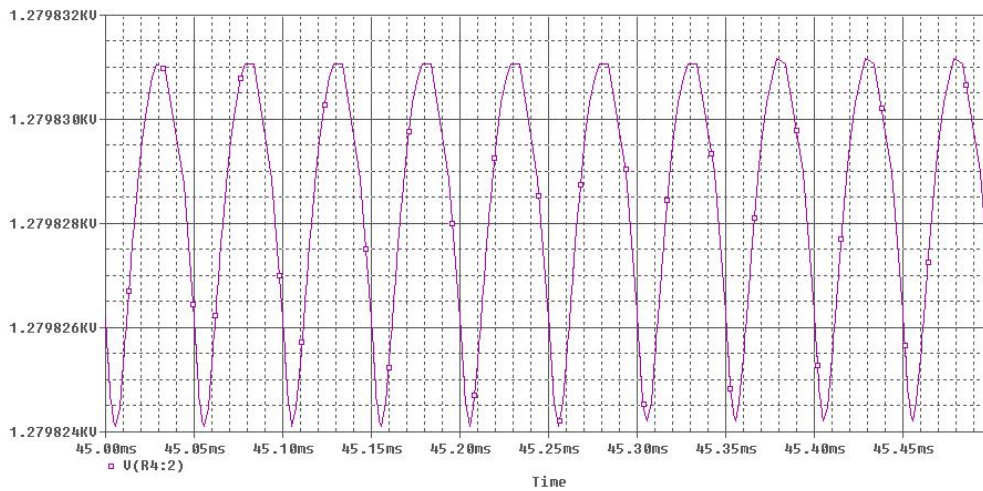


(a) Tensão de ondulação = 1.5Vpp

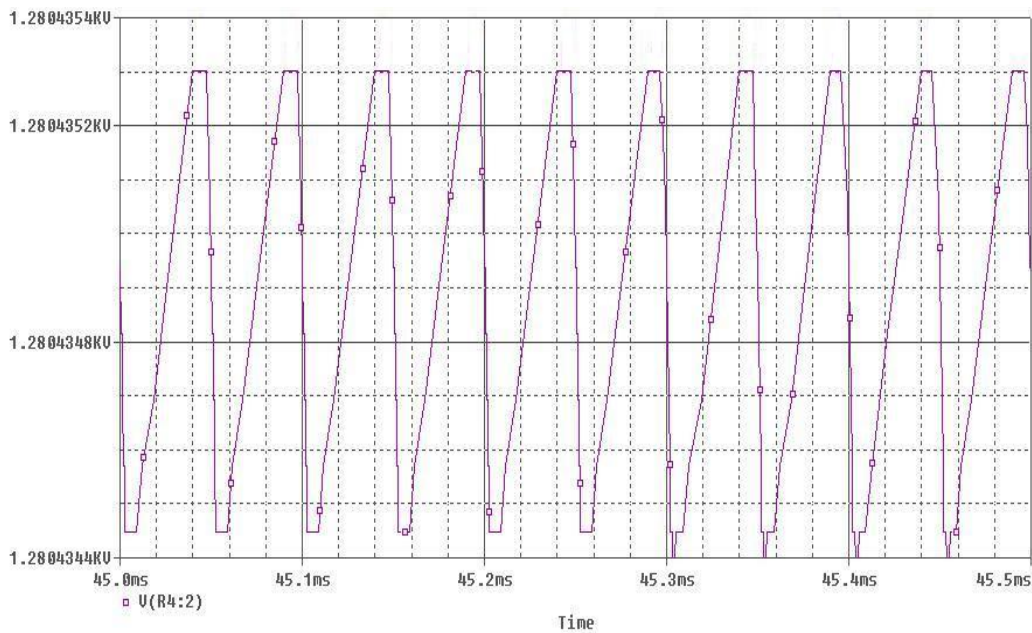


(b)

Figura 3.19 - Tensões de ondulação sem filtro RC para : (a) largura de pulso de 10 μ s: 1.5V_{pp} e (b) largura de pulso de 40 μ s: 350 mV_{pp}.



(a)



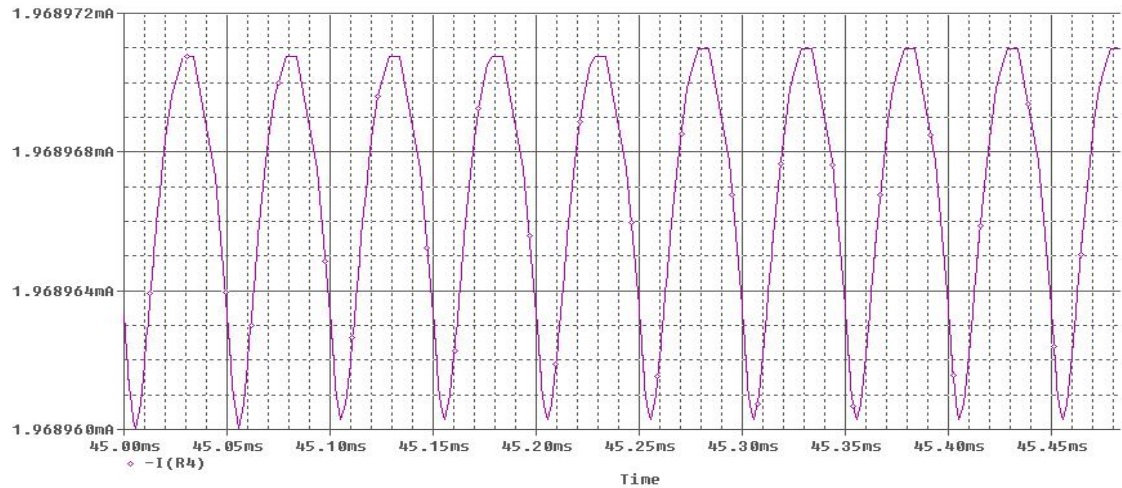
(b)

Figura 3.20 - Tensões de ondulação com filtro RC para : (a) largura de pulso de 10us: 8mV_{pp} e (b) largura de pulso de 40us: 1 mV_{pp}.

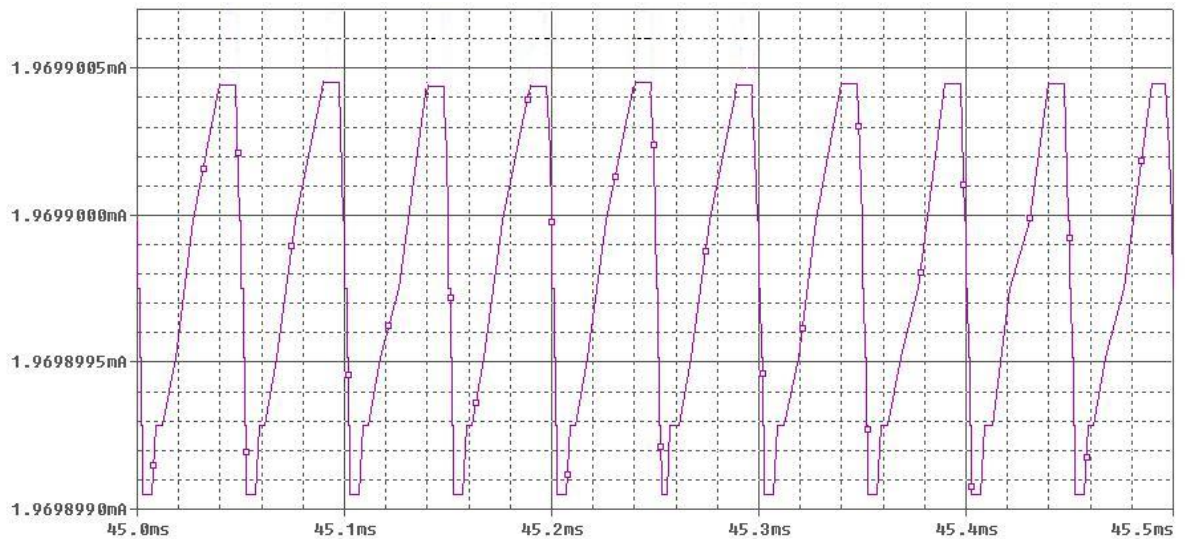
Tabela 3.2: Medidas da ondulação na carga com filtro R_1C_3 .

Largura do Pulso (us)	Ripple (mV _{pp})
10	11
20	9
25	6
35	3
40	1

Nas figuras 3.21(a) e 3.21(b) são apresentadas as formas da ondulação de corrente para largura de pulso de 10 μ s e 40 μ s respectivamente.



(a)



(b)

Figura 3.21 – Ondulações de corrente para largura de pulso de: (a)10 μ s= 15nA e (b) 40 μ s= 1,5nA.

3.5 Os Semicondutores de Chaveamento

A escolha da tecnologia do semicondutor a ser usada para o chaveamento é influenciada por diversos fatores, como por exemplo: o custo, a dimensão, a frequência de

operação, os picos de tensão e corrente e a potência que vai ser dissipada. Cada tecnologia tem uma peculiaridade própria que deve ser levada em conta durante a fase de projeto, de forma que seja possível escolher aquela que está mais adequada à aplicação desejada.

Idealmente, um componente semiconductor na função de chave, deve ter as seguintes características:

- Ter a capacidade de suportar elevadas tensões de bloqueio, possuindo, ao mesmo tempo, correntes de fuga desprezíveis.
- Suportar correntes elevadas sem ter nenhuma queda de tensão quando o dispositivo estiver ligado (chave fechada);
- Ser capaz de fazer a comutação entre o estado de corte e de condução instantaneamente quando solicitado;
- Solicitar a mínima potência da fonte de controle para o seu acionamento.

Quando a chave está fechada, ela apresenta uma resistência R sobre seus terminais, resultando em uma potência dissipada geralmente pequena, e dada por RI^2 . Mas as maiores perdas nas fontes chaveadas ocorrem na transição da chave ligada para desligada, sendo geralmente o fator limitador da eficiência da fonte de alimentação. Essas perdas são constantes para cada transição e são proporcionais à frequência de chaveamento.

Em um conversor *Push-Pull*, as chaves requeridas devem ser capazes de abrir e fechar ao comando de um sinal chaveador de modo a evitar a condução simultânea e a conseqüente queima dos dispositivos devido ao curto circuito que ocorre com a fonte devido à saturação do núcleo do transformador. Para esta aplicação existem três principais semicondutores de potência que podem ser escolhidos e que são comumente utilizados em fontes chaveadas [36]:

- Transistores Bipolares de Junção de Potência (TBJP)
- Transistores MOSFETs
- Transistores tipo IGBT

Os TBJP foram os primeiros dispositivos a serem utilizados como chaveadores em fontes chaveadas e são encontrados em duas versões, npn e pnp, sendo que os npn apresentam valores nominais de tensão e corrente elevados. São dispositivos controlados por corrente, sendo que o circuito acionador (driver) precisa fornecer a corrente da base dos transistores para mantê-los em estado ligado, por isso, as perdas associadas são

consideráveis. Um outro problema do TBJP é que ele apresenta coeficiente de temperatura negativo. Isto pode levar a um descontrole térmico, onde a temperatura do dispositivo aumenta (pode ser devido à corrente na carga) e com isso a resistência do componente reduz, permitindo fluir mais corrente, aumentando assim ainda mais a temperatura até levar a ruptura do dispositivo. Essas limitações aumentam a complexidade e custo do projeto.

Comparados com o MOSFET, os TBJP operam com frequências de chaveamento bem menores, e apresentam menores perdas de condução. Os transistores bipolares de potência têm sido substituído nos últimos anos por dispositivos MOSFETs e IGBTs.

MOSFET que é uma abreviatura do inglês *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*, é um dispositivo controlado por tensão e utilizado na maioria das aplicações de fontes chaveadas devido a diversos fatores como por exemplo a facilidade de acionamento, a sua capacidade de operar com altas frequências de chaveamento, baixas tensões e baixas temperaturas. Possuem 4 terminais: Porta (*Gate*), Dreno (*Drain*), Fonte (*Source*) e Substrato (*Body*) [36].

O IGBT é a abreviação de *Insulated Gate Bipolar Transistor* (Transistor Bipolar de Porta Isolada) e este dispositivo veio em parte para suprir as limitações tanto do Transistor Bipolar como do MOSFET. Possui elevada corrente de coletor (característica do transistor) e controle por tensão aplicada entre a porta e a fonte (característica do transistor MOSFET). Pode ser considerado como um transistor *Darlington* com um MOSFET como excitador e um transistor bipolar como saída de potência.

Os IGBT apresentam fatores que caracterizam bem os MOSFET e os Transistores Bipolares de Junção: a facilidade de controle é similar a dos MOSFET e a impedância de saída reduzida e as pequenas perdas em condução dos TBJP. São utilizados em aplicações que envolvam elevados níveis de tensão V_{CE} (500 a 1700V), elevadas potências (1-1000W), altas temperaturas (>100 graus) de trabalho e baixas perdas de condução. São mais lentos que os MOSFETs, contudo mais rápidos do que os transistores bipolares. Além de fontes chaveadas, o IGBT é também utilizado em aplicações de frequência mais baixa (<20kHz) como em controle de motores, máquinas de solda e sistemas de iluminação.

3.5.1 A Seleção dos Transistores

Os mais populares dispositivos de potência hoje são os transistores bipolares de junção - TBJP, os transistores unipolares de metal-óxido-semicondutor - MOSFET e os transistores bipolares de porta isolada - IGBT [36,38].

Para a escolha do dispositivo a ser usado no projeto, alguns critérios devem ser levados em consideração. Primeiramente os limites de tensão e de corrente, os MOSFET trabalham em uma faixa mais reduzida de tensão e corrente, tipicamente entre 100V/200A e 1000 V / 20 A enquanto que os TBJP e IGBT atingem potências mais elevadas, até 1200 V / 500 A.

Os IGBT tem substituído os TBJP em muitas aplicações, pois este último apresenta maiores perdas de comutação, menor capacidade de corrente e o seu acionamento é mais complexo. Em baixas temperaturas, as perdas de condução dos IGBT são maiores do que dos MOSFET, sendo estes mais eficientes em muitas aplicações. Porém, o MOSFET em estado de condução se comporta como uma resistência, complicando seu uso para correntes elevadas.

O chaveamento dos MOSFET é mais rápido que o dos TBP porque aqueles não estocam portadores minoritários como estes. Os tempos de subida e descida da corrente de dreno são menores que os da corrente de coletor dos TBJP equivalentes, resultando em menos perdas de chaveamento.

MOSFET são utilizados em aplicações em alta frequência (acima de 20kHz), como por exemplo em fontes chaveadas e carregadores de bateria. Já em frequências mais baixas, quaisquer dos 3 componentes podem responder satisfatoriamente, mas preferencialmente usam-se IGBTs.

Dentre os 3 dispositivos, optou-se por utilizar MOSFET para chavear o transformador devido aos motivos citados abaixo:

- As correntes do protótipo a ser implementado são baixas;
- Será utilizado em baixa tensão (11-14V)
- Rapidez da comutação;
- Sua polarização consome pouca energia, já que funcionam por tensão;
- Comportam-se como chaves ideais;
- Custo reduzido;

- Grande diversidade no mercado;
- Devido a sua popularidade, uma larga faixa de C.I's foi desenvolvida já preparada para ser conectada diretamente aos MOSFETs, otimizada para as necessidades do chaveamento.

3.5.2 A Escolha do Transistor MOS

A escolha do transistor MOS se baseia em alguns parâmetros aqui apresentados: as características de saída, as capacitâncias parasitas, a capacitância da porta (*gate*) e a resistência de condução $R_{ds(on)}$ [44,45,46]. A velocidade de chaveamento e as perdas no dispositivo devem atender aos requisitos do projeto.

3.5.2.1 Regiões de Operação

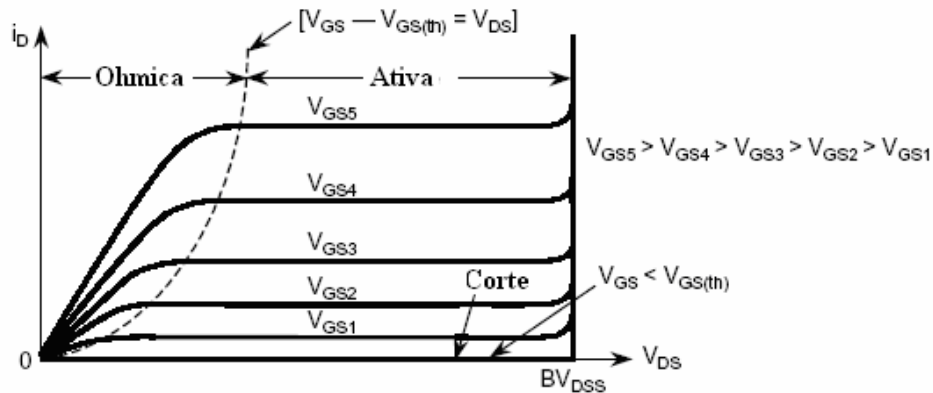


Figura 3.22 - Curvas Características do MOSFET canal n.

Existem 3 regiões de operação: região ôhmica ou linear, região ativa ou de saturação e região de corte, conforme mostra a figura 3.22 as curvas características de um transistor MOSFET canal tipo n [45].

- **Região Ôhmica:** Para tensão de porta acima do valor da tensão de limiar e tensão de dreno com valor pequeno, o transistor está na região linear ou também chamado de região triodo. Nesta região, a corrente é diretamente proporcional às tensões de porta e de dreno. É uma região onde a resistência de condução depende da tensão V_{gs} mas não de V_{ds} .

$$I = K_p \cdot (V_{gs} - V_{th}) \cdot V_{ds} \quad \text{se } V_{gs} \geq V_{th} \quad \text{e} \quad (V_{gs} - V_{th}) \geq V_{ds} \quad (3.19)$$

- **Região Ativa:** Quando a tensão de dreno, V_{DS} , passa de um certo valor, a corrente I_{DS} , fica aproximadamente constante. Esta região é chamada de região de saturação:

$$I = K_p \cdot (V_{gs} - V_{th})^2 \quad \text{se } V_{gs} \geq V_{th} \quad \text{e} \quad V_{ds} \geq (V_{gs} - V_{th}) \quad (3.20)$$

- **Região de Corte:** É chamada de região de corte, porque a tensão de gate para fonte (V_{GS}) é menor do que a tensão de limiar de condução ($V_{GS(th)}$) do MOSFET. A corrente que flui entre dreno e fonte é nula ou muito pequena:

$$I = 0 \quad \text{se } V_{th} \geq V_{gs}$$

Nas fontes chaveadas, para as perdas serem minimizadas, reduz-se ao mínimo o tempo de passagem na região ôhmica de operação do MOSFET, na transição entre o corte e a saturação.

3.5.2.2 Características da Capacitância

Para aproveitar a velocidade de comutação dos MOSFETs e diminuir as perdas no chaveamento, é preciso carregar e descarregar suas capacitâncias de entrada o mais rápido possível. Por isso o dimensionamento dos circuitos de acionamento em função das capacitâncias de porta são muito importantes. Um modelo simplificado de MOSFET [45], com seus três tipos de capacitâncias pode ser visto na figura 3.23.

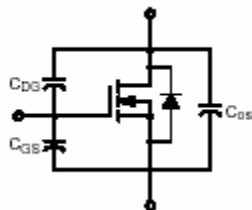


Figura 3.23 - Modelo do MOSFET.

Do modelo da fig. 3.23 temos que:

$$C_{ISS} = C_{DG} + C_{GS} \quad (3.21)$$

$$C_{OSS} = C_{DG} + C_{DS} \quad (3.22)$$

onde,

$C_{DG} = C_{rss}$ = Capacitância entre dreno e porta; possui pequeno valor de capacitância e característica não linear, variando com a tensão V_{ds} ;

C_{GS} = Capacitância entre porta e fonte; possui elevado valor de capacitância e característica constante (a variação da capacitância com V_{ds} é muito pequena não excedendo a 10%);

C_{DS} = Capacitância entre dreno e fonte; possui valores médios de capacitância e característica não linear;

$C_{ISS} = C_{GS} + C_{DG} \cdot (1 + Av)$ = Capacitância de entrada aumentada pelo efeito Miller (3.23)

$C_{OSS} = C_{DS} / (C_{GS} + C_{DG})$ = Capacitância de saída (3.24)

As capacitâncias operacionais do transistor (C_{iss} , C_{oss} e C_{rss}), vistas no modelo acima são especificadas nos manuais dos MOSFETs. No projeto deve ser dada preferência a MOSFETs que possuam as menores capacitâncias de porta (C_{iss}), já que os que possuem maiores capacitâncias chegam a drenar miliamperes para cada transição elevando bruscamente as perdas. A corrente de acionamento necessária é dada por:

$$I = C \, dV / dt \quad (3.25)$$

3.5.2.3 Carga de Porta - Q_g

Esse parâmetro associado às capacitâncias da porta, define a quantidade de carga necessária para chavear o MOSFET e está relacionado com a velocidade do chaveamento, ou seja, se Q_g é pequeno resulta em um rápido chaveamento e conseqüentemente baixas perdas. A maioria dos fabricantes de MOSFETs inclui esse parâmetro em suas especificações técnicas. A informação sobre a carga na porta pode ser obtida diretamente na sua curva característica, ou nas seções que tratam das características elétricas das capacitâncias do dispositivo. Os seguintes tipos de carga são mencionados nos manuais:

- Carga total da Porta Q_g : é a quantidade de carga durante o período $t_0 \sim t_4$

- Carga entre a Porta e a Fonte Q_{gs} : é a quantidade de carga durante o período $t_0 \sim t_2$
- Carga entre a Porta e o Dreno Q_{gd} : é a quantidade de carga durante o período $t_2 \sim t_3$

A figura 3.24 mostra os gráficos das tensões V_{gs} (entre porta e fonte), V_{ds} (entre dreno e fonte) e as correntes I_G (corrente de porta) e I_D (corrente de dreno) para a condição do MOSFET sendo comutado do estado de corte para o estado de condução. Elas estão divididas em 4 intervalos [45].

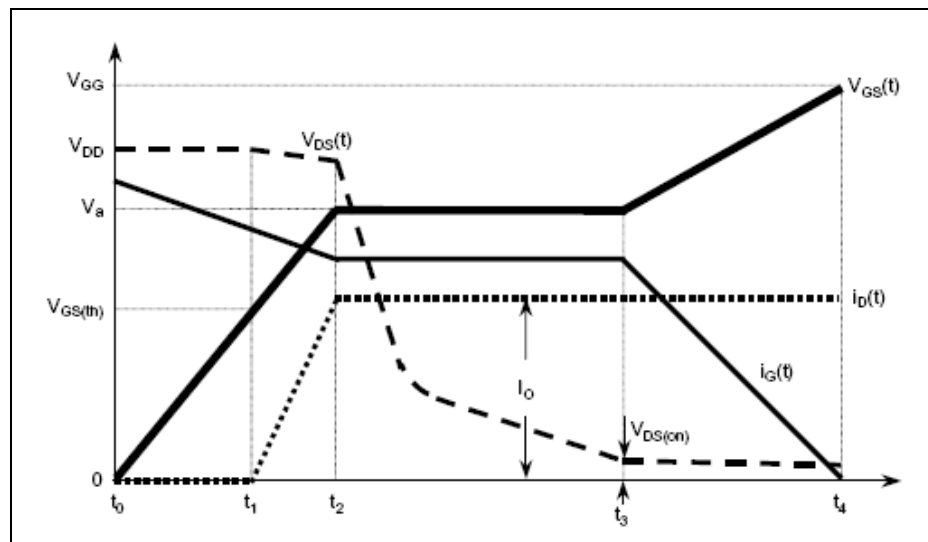


Figura 3.24 - Gráfico de $V_{gs}(t)$, $i_g(t)$, $V_{ds}(t)$, $i_d(t)$

De acordo com o gráfico, a entrada em condução ocorre da seguinte maneira: Quando a tensão V_{gs} atinge a tensão de limiar V_{th} (tensão de *threshold*), a corrente de dreno começa a fluir. Durante o período entre t_0 e t_1 , o MOSFET está cortado ($I_D = 0$ e $V_{DS} = V_{DD}$). Quando V_{gs} excede V_{th} , a corrente de dreno começa a fluir (C_{gs} e C_{gd} se carregam).

No período entre t_1 e t_2 , C_{gs} continua se carregando, a tensão de porta V_{gs} continua a crescer e a corrente de dreno cresce proporcionalmente, porém o MOSFET está conduzindo na chamada região de saturação. A tensão V_{ds} permanece próxima a V_{dd} . A potência $V_{dd} \cdot I_{ds}$ é perdida neste período.

A partir de t_2 , o transistor na saturação, C_{gs} já está completamente carregado e a corrente de dreno atinge seu valor máximo e permanece constante. O transistor passa para a região ôhmica, a tensão de dreno V_{ds} começa a cair; a tensão V_{GS} torna-se constante e a corrente de porta I_g só pode fluir através de C_{gd} começando a carregá-la até o período t_3 . A partir daí ambas as capacitâncias voltam a se carregar, a tensão de porta (V_{gs}) volta a crescer até alcançar a tensão final de acionamento V_{GG} no período t_4 . A carga da porta ($Q_{gs} + Q_{gd}$) que corresponde ao período t_3 , é a carga mínima requerida para chavear o dispositivo para a condição de condução.

$$\text{A partir de } t_3, V_{ds} \text{ torna-se } V_{ds(on)} = I_D \cdot R_{ds(on)} \quad (3.26)$$

e o transiente para a condução está terminado.

Nas fontes chaveadas, as perdas são minimizadas reduzindo-se o tempo de permanência na região ôhmica entre os dois estados corte e saturação.

Normalmente aplica-se para condução uma tensão de porta V_{gs} maior do que a mínima requerida, portanto a carga na porta utilizada para cálculos, corresponde à do período t_4 . A vantagem de se usar a carga da porta é que o projetista pode facilmente calcular a quantidade de corrente requerida do circuito excitador para chavear o dispositivo para a condução em uma desejada duração de tempo utilizando a seguinte equação [46]:

$$Q_g = t \cdot I_g \quad (3.27)$$

onde

Q_g = carga total na porta

I_g = corrente requerida na porta

t = tempo para o chaveamento (período t_0 à t_4)

O tempo de subida (*rise time*) e o tempo de descida (*fall time*) exprimem a melhor representação do tempo total de chaveamento. Portanto, os atrasos envolvidos com a carga e a descarga da capacitância C_{gs} devem ser considerados num projeto correto. O processo de corte é semelhante ao apresentado, mas na ordem inversa.

3.5.2.4 Características de Chaveamento $t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$, t_f

Os MOSFETs de potência possuem boas características de chaveamento, já que não existem atrasos de armazenamento causados por portadores minoritários, e nenhuma dependência das capacitâncias com a temperatura. Portanto, as características de chaveamento não são quase nunca influenciadas por flutuações da temperatura.

Possui assim, como outros semicondutores, um tempo finito de chaveamento. A figura 3.25 mostra seqüência de chaveamento dividido em 4 seções: $t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$ e t_f [45].

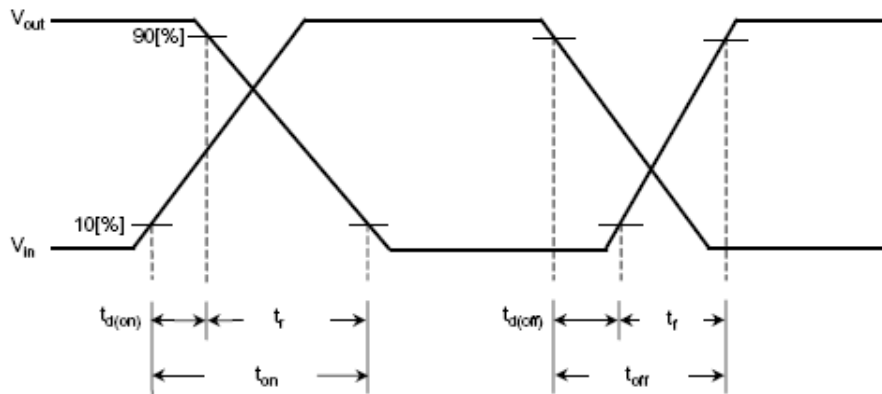


Figura 3.25 - Forma de onda na entrada e na saída.

a) Tempo de atraso para o início da condução - $t_{d(on)}$:

É o período em que o transistor está cortado ($V_{gs} < V_{th}$), enquanto a tensão de porta V_{GS} não alcança a tensão de limiar $V_{GS(th)}$. A capacitância durante este período é

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd} \quad (3.28)$$

b) Tempo de Subida- t_r (rise time):

É o período que vem depois que V_{GS} alcança $V_{GS(th)}$. É nesta região que ocorre uma grande dissipação de potência, já que a corrente de dreno começa a crescer e se inicia a queda da tensão V_{DS} até próximo de zero. Após esse período o transistor está na região ativa.

c) Tempo de desligamento- t_d (off) :

É o período requerido para comutar o transistor da região de saturação para a região ôhmica, para o desligamento. Neste período, a corrente de dreno e a tensão V_{DS} não se alteram, apesar da variação de V_{gs} .

d) Tempo de descida- t_f (fall time) :

É o período que leva para que a tensão V_{DS} alcance a tensão de alimentação e a corrente de dreno caia até zero. Da figura acima, podemos ver que o tempo de condução é dado por

$$t_{on} = t_{d(on)} + t_r \quad (3.29)$$

e o tempo de corte é dado por

$$t_{off} = t_{d(off)} + t_f \quad (3.30)$$

3.5.2.5 Resistência de Condução $R_{ds(on)}$

Em um MOSFET, $R_{ds(on)}$ é a resistência total entre a fonte e o dreno, durante o estado de condução. É um parâmetro muito importante que determina a máxima corrente e as perdas por condução. Para um $R_{ds(on)}$ baixo, resulta em baixas perdas por condução. $R_{ds(on)}$ aumenta com a temperatura pois tem coeficiente de temperatura positivo e seu valor dobra tipicamente de 25^oC até 130^oC. Isto acontece porque a mobilidade dos buracos e dos elétrons cai com os aumentos da temperatura. Portanto as perdas na condução variam com a temperatura. Isto é uma importante característica de estabilidade e paralelismo do dispositivo.

A conexão em paralelo de MOSFETs, permite obterem-se correntes mais elevadas na carga a ser controlada, dividindo a corrente entre as chaves individualmente. Se um MOSFET começar a consumir mais corrente do que os outros ele aquecerá e as resistências em paralelo aumentarão de valor o que ocasionará o decréscimo da corrente.

3.5.3 As Perdas no MOSFET

No chaveamento do MOSFET, aparecem 3 tipos de perdas predominantes: as perdas por condução, as perdas no chaveamento e as perdas na carga da porta [47,48].

- **A Perda por Condução, P_C**

É aquela que ocorre durante o período em que o dispositivo está conduzindo e podem ser preliminarmente aproximadas por

$$P_C = I_D^2 \cdot R_{ds(on)} \cdot D \quad (3.31)$$

Portanto, a resistência entre dreno e fonte durante a condução tem que ser a menor possível. O ciclo de trabalho D deve ser levado em consideração no cálculo da perda por condução, pois um D pequeno resultará em baixa perda de potência. Como utilizaremos o conversor push-pull, devemos dobrar o valor de P_C e o ciclo de trabalho de cada chave deverá ser menor do que 0,45 providenciando assim, um tempo morto suficiente para evitar a condução simultânea dos dois transistores.

- **A Perda devido ao Chaveamento, P_s**

A energia perdida devido ao chaveamento ocorre quando o MOSFET está na transição entre os estados de operação (saindo de conduzindo para cortado e de cortado para conduzindo). Neste intervalo entre transições, tanto a corrente quanto a tensão transitam entre os estados de condução total e o corte. Isto cria um produto \mathbf{VI} muito grande, que é tão significativa quanto a perda por condução. A perda no chaveamento ocorre 2 vezes para cada período de chaveamento do conversor e pode ser obtida multiplicando-se a energia gasta durante as transições pela frequência de chaveamento, dado por

$$P_s = E_s \cdot f_s \quad (3.32)$$

Temos então que a perda devido ao chaveamento é expressa pela seguinte fórmula [40]:

$$P_s = \frac{1}{2} \cdot V_{DS} \cdot I_D \cdot f_s \cdot (t_r + t_f) \quad (3.33)$$

onde

V_{DS} é a tensão entre dreno e fonte considerando $V_{DS} = V_{DD}$,

I_D será a corrente de dreno, estimada de acordo com a carga na saída da fonte, o ciclo de trabalho e a eficiência do conversor,

t_r corresponde ao tempo de subida (*rise time*), durante o processo de condução, ou seja, o período em que a corrente de dreno começa a crescer depois que V_{gs} alcança a tensão de limiar V_{th} ,

t_f corresponde ao tempo de descida (*fall time*), durante o processo de desligamento, ou seja, o período em que a corrente de dreno começa a cair.

Nestes períodos $t_r + t_f$ é que há muita potência dissipada, que pode ser minimizada com acionamento rápido e transistores rápidos de baixos Q_G , C_{gs} e C_{gd} .

- **A Perda devido à carga na porta, P_G**

É a perda devido a carga e a descarga da capacitância na porta do MOSFET e é obtida pela seguinte fórmula[40]:

$$P_G = V_G \cdot Q_G \cdot f_s \quad (3.34)$$

ou

$$P_G = V_G^2 \cdot C_G \cdot f_s \quad (3.35)$$

onde

V_G é a tensão de porta (V_{GS})

Q_G é a carga total da porta do MOSFET, que deve ser baixa para reduzir esta perda

f_s é a frequência de chaveamento

C_G é a capacitância da porta, determinada por $C_G = Q_G / V_{GS}$ (3.36)

3.5.4 Circuitos Grampeadores – Snubbers

Para se evitar sobretensões destrutivas sobre os MOSFETs, foi implementado um circuito grampeador (ou *snubber*), formado por R_1 e C_1 conforme ilustra a figura 3.26. Esses circuitos são necessários porque a energia armazenada devida tanto à indutância de dispersão entre os enrolamentos do primário e do secundário, quanto às indutâncias parasitas presentes nas trilhas das placas de circuito impresso, produzem grandes picos de tensão. Esse circuito protege os MOSFETs quando eles não estiverem conduzindo, armazenando e convertendo em calor a energia extra nos seus próprios componentes, geralmente através de um resistor e mantendo a tensão sobre os semicondutores dentro de níveis seguros de operação.

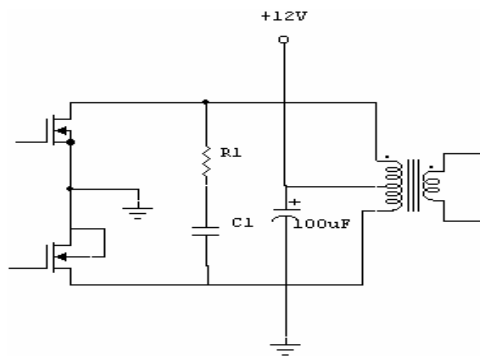


Figura 3.26 – Configuração do snubber utilizado no circuito.

Podem ser encontradas na literatura [36,39], metodologias destinadas ao projeto dos componentes dos circuitos grampeadores, porém não existe um procedimento algébrico numérico confiável, devido a não idealidade dos dispositivos eletrônicos e à dificuldade de se estimar os componentes parasitas presentes nos circuitos.

3.6 Projeto do Transformador

O projeto do transformador deve ser tratado cuidadosamente para garantir o bom funcionamento do conversor. É necessário então o conhecimento de algumas definições básicas e conceitos que são aqui revisados segundo as referências [36] e [50].

3.6.1 A Física dos Transformadores

3.6.1.1 Lei de Ampère

Uma corrente percorrendo um condutor produz um campo H em torno dele (fig.3.27). De acordo com a lei de Ampère a integral de linha da intensidade do campo magnético é igual a corrente total .

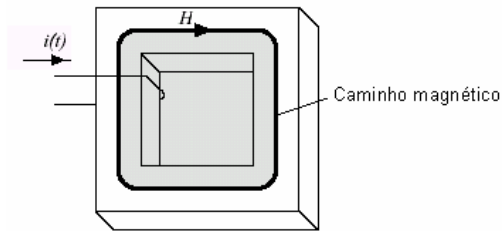


Figura 3.27 – Caminho magnético

$$\oint H \cdot dl = \text{Corrente total} \quad (3.37)$$

3.6.1.2 Força Magnetomotriz (F_{mm})

A intensidade de um campo magnético numa bobina de fio depende da intensidade da corrente que flui nas espiras da bobina. Quanto maior a corrente, mais forte o campo magnético. O produto da corrente pelo número de espiras da bobina, que é expresso em unidades chamadas de amperes-espiras (Ae), é conhecido como força magnetomotriz (F_{mm}). Na forma de uma equação, temos

$$F_{mm} = N \cdot I \quad (3.38)$$

onde N = número de espiras

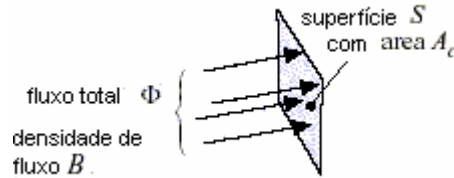
I = corrente, em ampères

A quantidade de ampère-espira por metro de comprimento da bobina (l) é chamado de **Intensidade de Campo Magnético (H)**. A unidade é o **a.e/m**.

$$H = N \cdot I / l \quad (3.39)$$

3.6.1.3 Intensidade de Fluxo Magnético (B)

O fluxo magnético Φ que passa transversal a uma superfície S com área (A_c) está relacionado com a densidade de fluxo magnético B pela equação:



$$\Phi = B \cdot A_c \quad (3.40)$$

Temos que $B = \Phi / A_c$, no caso de a área ser perpendicular ao fluxo e no S.I., a unidade é o Weber por metro quadrado (Wb / m^2) ou Tesla (T). Se a normal ao plano formar um ângulo θ com a direção do campo e tirando o valor do fluxo, temos

$$\Phi = B \cdot A_c \cdot \cos \theta \text{ (Tesla.m}^2\text{)} \quad (3.41)$$

O campo magnético H é relacionado com a densidade de fluxo magnético através da propriedade magnética do meio na qual o campo é produzido. A densidade de fluxo magnético é dada por:

$$B = \mu \cdot H \quad (3.42) \quad \therefore \quad \Phi = \mu \cdot N \cdot A_c \cdot I / l = L \cdot I \quad (3.43)$$

onde L = indutância

A permeabilidade magnética de um meio é a capacidade de concentração do fluxo magnético nesse meio (ar, vácuo, material), ou ainda a facilidade com que o fluxo atravessa o meio.

Permeabilidade absoluta : $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ (3.44)

Permeabilidade do vácuo (μ_0), cujo valor é $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Tm/Ae}$

Permeabilidade relativa (μ_r) : Expressa o quanto uma determinada permeabilidade é maior que a permeabilidade do vácuo.

Dependendo do valor da permeabilidade relativa os materiais podem ser classificados num dos seguintes grupos:

- **Material Ferromagnético:** $\mu_r \gg 1$

Ex: Ferro, aço e grande número de ligas contendo níquel, que podem ser fortemente magnetizadas.

- **Material Paramagnético: $\mu_r > 1$** (ligeiramente superior à unidade)
O material torna-se fracamente magnetizado.
Ex. Alumínio e Crômio
- **Material Diamagnético: $\mu_r < 1$** (ligeiramente inferior à unidade)
Ex. Ouro e prata

3.6.1.4 Histerese, Saturação e Fluxo Residual

A figura 3.28 [38] mostra a relação entre B (densidade de campo magnético [$T=Wb/m^2$]) e H (campo magnético [Ampère . esp/m]) quando uma tensão alternada é aplicada ao enrolamento que magnetiza o núcleo.

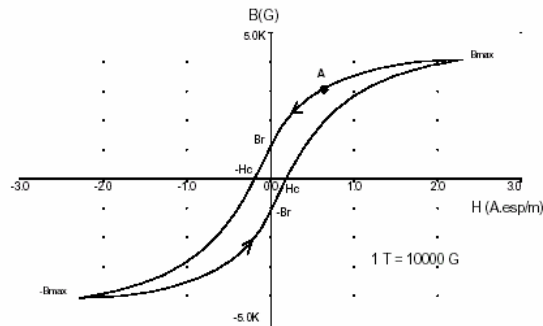


Figura 3.28 : Relação B x H nos materiais magnéticos

B é proporcional ao fluxo magnético [Wb] e H é proporcional à corrente que circula pelo enrolamento. O caminho seguido quando o fluxo (ou B) cresce não é o mesmo seguido quando o fluxo diminui e este comportamento é chamado **histerese**.

Quando $H=0$, a densidade de fluxo não é zero, tendo um valor entre $\pm \mathbf{Br}$, chamada **magnetização remanente**, ou **densidade de fluxo residual**, que deve ser pequena. Quando $B=0$, o campo magnético pode ter um valor entre $\pm \mathbf{Hc}$, parâmetro chamado **força coerciva** do material. Para um bom transformador, a distância entre $+\mathbf{Hc}$ e $-\mathbf{Hc}$ deve ser a menor possível. A inclinação da curva $\Delta B/\Delta H$ é a permeabilidade incremental do material, μ_i , que se torna muito pequena tendendo a μ_0 (permeabilidade do vácuo) quando B tende para seu valor máximo $B_{máx.}$, que caracteriza a saturação do núcleo.

A operação na região de saturação é evitada na maior parte das aplicações, porque nela ocorre uma drástica redução na indutância e portanto, a corrente (associada a H)

aumenta muito para pequenas variações de tensão (associada a B). A saturação significa ainda uma redução no fator de acoplamento magnético entre os enrolamentos primário e secundário, uma vez que o núcleo perde sua característica de menor relutância em relação ao ar e como consequência, a tensão de saída do secundário se torna menor que o valor desejado.

O dimensionamento de um elemento magnético é feito em situações de regime permanente, ou seja, considerando-se que a tensão média nos terminais do dispositivo é nula e que a densidade de campo magnético excursiona entre os valores simétricos de B.

3.6.1.5 *Ponto de Curie*

É um ponto de temperatura onde um material ferromagnético perde essa propriedade, geralmente tornando-se paramagnético. Vale lembrar que a permeabilidade aumenta com a temperatura até esse ponto de Curie, quando cai drasticamente para valores nas imediações dos valores dos materiais paramagnéticos.

3.6.1.6 *Lei de Faraday da Tensão Induzida em um Indutor*

De acordo com a lei de *Faraday*, uma tensão é induzida na bobina e a cada instante esta tensão é proporcional à taxa de variação do fluxo magnético que a atravessa. Conforme a lei de *Lenz*, esta tensão induzida terá um sentido tal que se oporá ao estímulo que lhe deu origem, qual seja, o aumento de corrente. Estas duas leis são formalizadas pelas equações [36]:

$$v(t) = - n \frac{d\Phi(t)}{dt} \tag{3.45}$$

$$i(t) \cdot L = \Phi(t) \tag{3.46}$$

onde

$v(t)$ = tensão elétrica

n = número de espiras

$d\phi/dt$ = Variação de fluxo magnético pelo tempo

L = indutância

$i(t)$ = corrente

3.6.2 Transformadores

Um transformador é um componente elétrico ou eletrônico que transfere energia elétrica por meio da indução eletromagnética: quando um circuito é submetido a um campo magnético variável, aparece nele uma corrente elétrica cuja intensidade é proporcional às variações do fluxo magnético [50]. O transformador serve também para isolar circuitos e transformar níveis de tensão, corrente e impedância.

As principais características de um transformador utilizado em uma fonte chaveada são a capacidade de operar em frequências elevadas, sem apresentar elevadas perdas, o tamanho reduzido, além da alta permeabilidade magnética e da elevada resistividade do núcleo a fim de reduzir as perdas relativas às correntes induzidas no próprio núcleo.

O transformador é basicamente formado por duas bobinas isoladas eletricamente e enroladas em torno de um núcleo comum, conforme mostra a figura 3.29, partilhando portando o fluxo magnético confinado no núcleo.

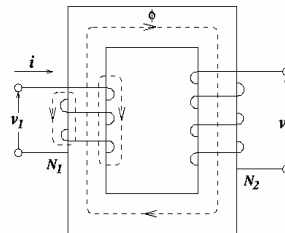


Figura 3.29 - Transformador básico.

A transferência da energia elétrica de uma bobina para outra se dá com este acoplamento magnético. Um enrolamento chama-se enrolamento primário e o outro para onde é transferida a energia elétrica chama-se enrolamento secundário. As tensões V_1 e V_2 são denominadas de tensão primária e secundária, e as correntes I_1 e I_2 , correntes primária e secundária do transformador. Os fenômenos de mútua indução são reversíveis, portanto nenhuma distinção pode ser feita entre os circuitos primário e secundário, pois, os dois enrolamentos podem funcionar indiferentemente como primário ou secundário, bastando alimentar um ou o outro. Construtivamente os dois enrolamentos denominam-se enrolamento de alta tensão o que tem maior número de espiras e enrolamento de baixa tensão o que tem menor número de espiras.

A Figura 3.30 ilustra uma representação de um transformador ideal:

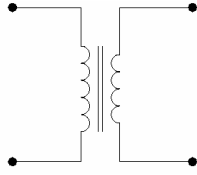


Figura 3.30 - Representação de um transformador ideal

A equação do transformador ideal é :

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{i_2}{i_1} = \frac{N_1}{N_2}$$

(3.47)

A corrente i_1 produz um fluxo magnético Φ_1 e a corrente i_2 do secundário produz um fluxo magnético Φ_2 .

Embora a maior parte do fluxo se estabeleça no núcleo (circuito magnético de baixa relutância), uma pequena porção se estabelecerá no ar. O primeiro componente do fluxo é chamado de fluxo principal e o último *de* fluxo de dispersão.

Os fluxos de dispersão são dados por:

$$\Phi'_1 = N_1 \cdot i_1 / \mathfrak{R}_p \quad (3.48)$$

$$\Phi'_2 = N_2 \cdot i_2 / \mathfrak{R}_s \quad (3.49)$$

onde \mathfrak{R}_p e \mathfrak{R}_s são conhecidos como relutâncias dos enrolamentos primário e secundário respectivamente. A relutância de cada enrolamento depende somente das características físicas do enrolamento, como comprimento do caminho do fluxo magnético (fluxo de dispersão neste caso), permeabilidade do núcleo e a área da seção reta do núcleo.

A equação da relutância para um caso geral é [50]:

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu \cdot A} \quad (3.50)$$

onde:

μ = Permeabilidade, em H/m

A = Área do núcleo do transformador, em m^2

l = Comprimento médio do núcleo, em m

Para muitas análises podemos admitir o transformador como sendo ideal, o que implica algumas simplificações no modelo, ou seja:

- Não há fluxo de dispersão: o fluxo está todo contido no núcleo e se concatena totalmente com as espiras do primário e do secundário;

- As resistências ôhmicas dos enrolamentos não são consideradas;
- As perdas no ferro (núcleo) são ignoradas;
- A permeabilidade do núcleo é considerada elevada.

O núcleo dos transformadores usados em baixa frequência é feito geralmente de material magnético, comumente se usa aço laminado. Os núcleos dos transformadores usados em altas frequências são feitos de ferro em pó e cerâmica ou de materiais não magnéticos.

3.6.2.1 Modelo para um Transformador

Um modelo de parâmetros concentrados para a análise simplificada de transformador, incluindo seus elementos parasitas, associados a um transformador ideal, é mostrado na figura 3.31. R_p e R_s são as resistências dos enrolamentos de primário e secundário. L_p e L_s são as indutâncias de dispersão do primário e do secundário respectivamente. L_m é a indutância de magnetização do primário, enquanto R_{fe} representa as perdas no núcleo por causa da histerese e das correntes de Foucault. C_p e C_s são as capacitâncias existentes entre espiras de cada enrolamento, enquanto C_{ps} indica a capacitância entre os enrolamentos [38]. Estas capacitâncias são elementos distribuídos e o modelo é válido apenas dentro de certos limites de frequência. Um transformador ideal representa o acoplamento magnético com histerese, que se aplica neste caso em que se evita a saturação para reduzir as perdas. Em caso que ocorra a saturação, usa-se um modelo não linear que modela a histerese e a saturação.

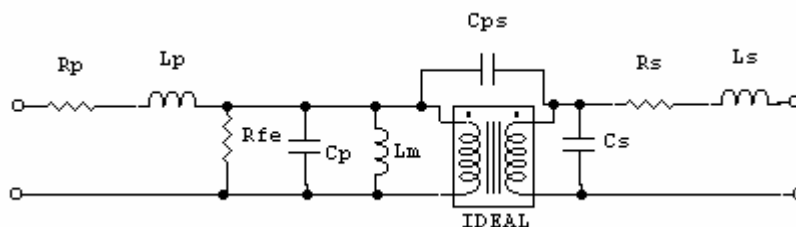


Figura 3.31 - Modelo de parâmetros concentrados para transformador

Para os transformadores de alta tensão, onde o número de espiras do secundário é elevado, as capacitâncias distribuídas entre enrolamentos, camadas e espiras são relevantes mesmo em frequências abaixo da ressonância, afetando o rendimento do conversor. A capacitância C_s pode assumir valores muito significativos, especialmente quando refletida

ao primário. Já a capacitância entre enrolamentos C_{ps} produz um caminho de baixa impedância entre primário e secundário, em altas frequências, fazendo um acoplamento muito danoso, em termos de interferência eletromagnética. As indutâncias de dispersão L_p e L_s representam a energia armazenada nas regiões não magnéticas entre os enrolamentos, causadas por acoplamentos de fluxos imperfeitos e devem ser minimizadas para que haja um melhor acoplamento magnético entre os enrolamentos, pois os fluxos magnéticos gerados por elas se opõem ao fluxo magnético gerado no primário que enlaça o secundário. As energias associadas a essas indutâncias são absorvidas pelos dispositivos de chaveamento e os retificadores durante as transições de chaveamento, causando picos de tensão, resultando em interferência eletromagnética e danos ou até a destruição dos dispositivos de chaveamento, se não forem utilizados circuitos amortecedores (*snubbers*).

Para que as perdas ôhmicas se tornem menores é necessário que a corrente no primário seja pequena, portanto é interessante que a indutância de magnetização seja dominante. Uma corrente menor no primário permite usar dispositivos de chaveamento menos robustos, e custosos.

Em baixas frequências o efeito dominante é o da indutância de magnetização. À medida que se eleva a frequência, a reatância das capacitâncias dos enrolamentos vai se tornando mais importante e a máxima impedância é obtida na frequência de ressonância paralela entre as capacitâncias e L_m . Essa ressonância pode ser usada para melhorar a eficiência do transformador. Em frequências mais altas surge o efeito da indutância de dispersão, que produzirá uma ressonância em série com as capacitâncias dos enrolamentos e se tornará dominante após tal frequência, reduzindo em muito a eficiência do transformador.

Para a determinação das frequências de ressonância série e paralela e a impedância do transformador desprezamos as perdas no cobre, removendo R_p e R_s do circuito equivalente, substituímos as indutâncias de dispersão e as capacitâncias C_p , C_s e C_{ps} pelos seus equivalentes L_d e C_e . Assim, o modelo equivalente simplificado do transformador é apresentado na figura 3.32.

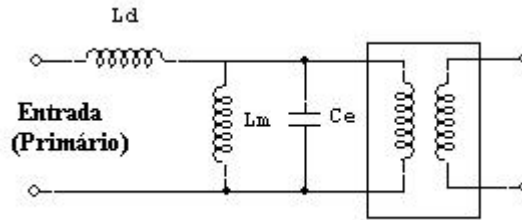


Figura 3.32 – Equivalente simplificado do transformador

onde

L_d é a indutância equivalente de dispersão;

L_m é a indutância de magnetização;

C_e é a capacitância parasita equivalente.

A impedância vista pela entrada do primário, com o secundário em aberto é dada por

$$Z = \frac{(L_d \cdot L_m \cdot C_e \cdot (j \cdot \omega)^3) + (L_d + L_m) \cdot j \cdot \omega}{L_m \cdot C_e \cdot (j \cdot \omega)^2 + 1} \quad (3.51)$$

onde

Z é a impedância de entrada;

ω é a frequência do sinal de entrada em rad/s.

Do circuito equivalente simplificado, observamos que existem duas frequências de ressonância: uma série e outra paralela que podem ser expressas pelas equações (3.52) e (3.53), respectivamente. Na frequência de ressonância série obtemos a mínima impedância de entrada e na frequência de ressonância paralela obtemos a máxima impedância.

$$f_{\text{osérie}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_d \cdot C_e}} \quad (3.52)$$

$$f_{\text{oparal}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_m \cdot C_e}} \quad (3.53)$$

Apresentam-se na seção 5.6 as medidas da indutância de magnetização L_m e as frequências de ressonância série e paralela através da resposta de frequência da entrada do transformador operando com o secundário em aberto. Encontramos os seguintes valores:

$$L_m = 3,42mH$$

$$f_{\text{osérie}} = 281,3KHz$$

$$f_{\text{oparal}} = 12,2KHz$$

Assim, com esses parâmetros, determinam-se a capacitância equivalente e a indutância de dispersão, conforme as equações 3.52 e 3.53. Os valores encontrados foram:

$$L_d = 6,4\mu H$$

$$C_e = 50nF$$

Nas figuras 3.33 e 3.34 são mostrados os gráficos dos resultados das simulações com o programa Pspice, as respostas em frequência do circuito equivalente simplificado do transformador protótipo. Os modelos obtidos apresentam os pontos de ressonância iguais às medidas no transformador projetado.

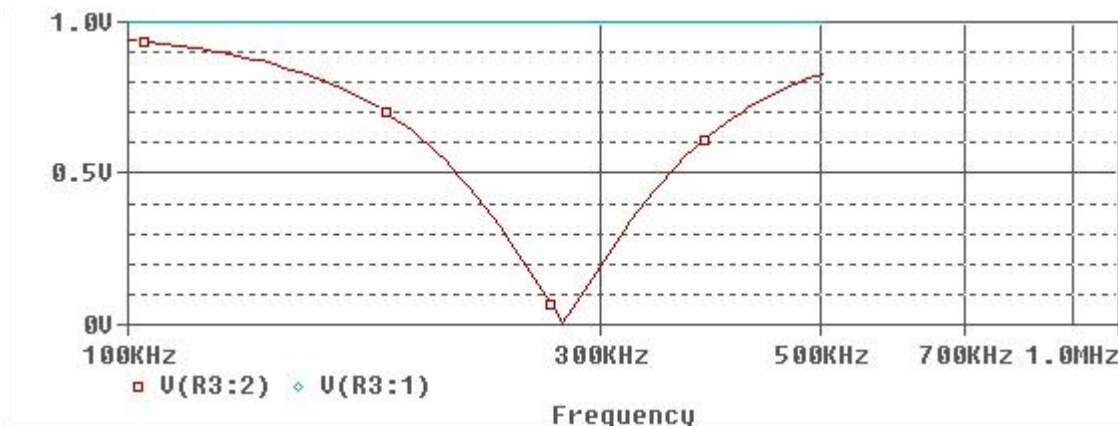


Figura 3.33 – Gráfico da resposta em frequência exibindo a frequência de ressonância série.

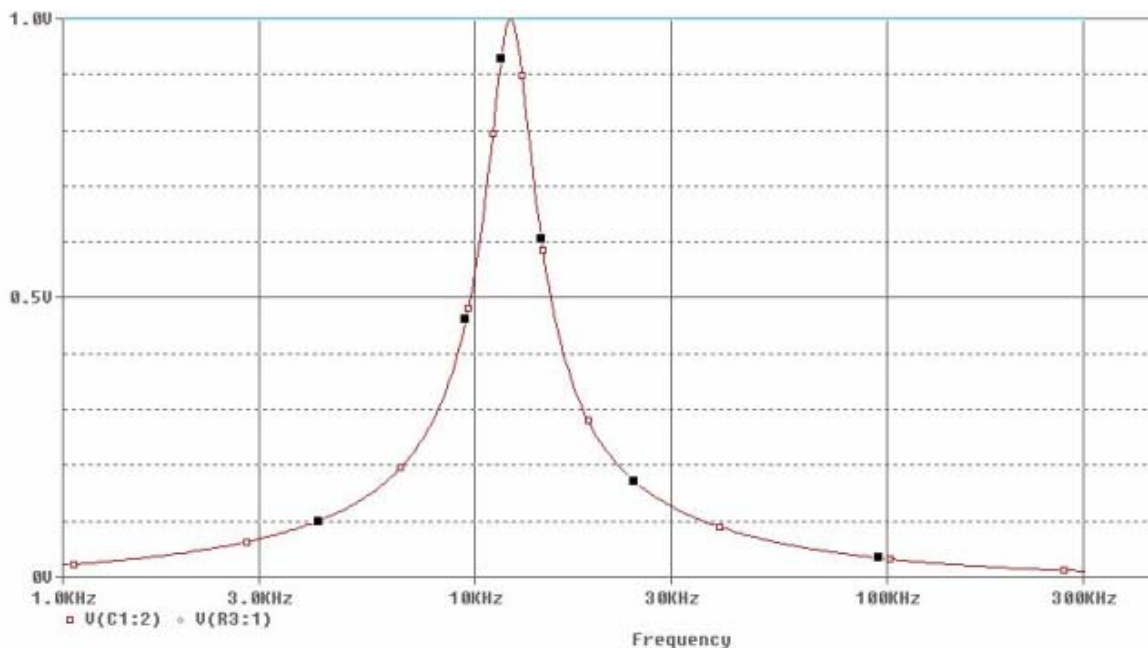


Figura 3.34 – Gráfico da resposta em frequência exibindo a frequência de ressonância paralela.

3.6.2.2 Resistência do Enrolamento

A resistência do enrolamento à passagem de corrente elétrica [43] é dada por

$$R = \rho \frac{l}{A} [\Omega] \quad (3.54)$$

A resistividade do material condutor é dada por ρ , l é o comprimento do fio, e A é a área da seção reta do fio de cobre. Uma maneira prática de diminuirmos as resistências associadas a cada enrolamento é aumentar o diâmetro do fio e/ou diminuir o número de espiras já que a resistência de um fio é diretamente proporcional ao comprimento do mesmo.

No projeto de transformadores de alta tensão, o número de espiras do primário é bem menor do que o do secundário, e o aumento no diâmetro do fio do enrolamento primário praticamente não aumentam as dimensões do transformador.

3.6.2.3 A Posição dos Enrolamentos

A forma construtiva dos enrolamentos influi nos valores da indutância de dispersão e das capacitâncias parasitas. Para uma pequena dispersão de fluxo deve-se colocar os enrolamentos de modo que o fluxo produzido por um deles enlace completamente todas as espiras do outro. A disposição em que todo o secundário é colocado sobre o primário, apresenta um maior fluxo disperso do que um arranjo no qual o primário é enrolado entre 2 segmentos do secundário.

Uma possibilidade melhor é fazer um enrolamento bifilar de ambos os enrolamentos. Porém o enrolamento bifilar só é possível quando ambos condutores tem diâmetros semelhantes, e quando a isolação entre os enrolamentos é adequada.

Se, por um lado este arranjo reduz a dispersão, por outro aumenta a capacitância entre os enrolamentos. A redução da capacitância entre enrolamentos pode ser obtida pela colocação de um filme ou fita entre cada enrolamento ou com enrolamentos do tipo colméia [38]. Uma fita metálica pode ser usada ainda como uma blindagem eletrostática, o que pode ser útil para efeito de redução de interferência eletromagnética.

3.6.2.4 A Escolha do Material do Núcleo

Os núcleos magnéticos desempenham um papel importante no projeto de fontes chaveadas. Eles são feitos de uma variedade de matérias-primas, passam por uma série de

processos de manufatura e estão disponíveis numa grande variedade de tamanhos e geometrias. O correto dimensionamento de um transformador depende em grande parte da quantidade e da qualidade das informações disponíveis a respeito do núcleo a ser utilizado.

As características ideais de um núcleo magnético para transformador são: capacitância parasita nula, alta permeabilidade, alta resistividade, densidade de campo magnético (B) não-saturável e indutância de dispersão nula. Fontes tradicionais apresentam núcleos feitos de materiais como o ferro doce laminado e isolado, porém quando se trata de fontes chaveadas estes materiais não são os mais indicados, pois as fontes tradicionais trabalham com frequências baixas (50 a 60Hz) enquanto que as fontes chaveadas trabalham com frequências da ordem de dezenas a centenas de quilohertz. Em altas frequências os núcleos de ferro têm grandes perdas principalmente causadas por correntes parasitas e devido a sua baixa permeabilidade magnética, o que exige grande número de espiras.

A implementação de transformadores em fontes chaveadas é obtida utilizando núcleos com elevada permeabilidade magnética. Esses núcleos podem ser classificados em três tipos básicos:

- 1) Núcleo de Fita Enrolada:** Magnesil, Supermendur, Orthonol e Permalloy.
- 2) Núcleo de Pó Metálico:** Molypermalloy, Alto Fluxo e KOOL MU.
- 3) Núcleo de Ferrite.**

As descrições destes núcleos podem facilmente ser encontrados na literatura [53,54].

Escolhemos o núcleo de ferrite, devido a suas vantagens de baixo custo, variedade de modelos e tamanhos, a ampla faixa de frequência (10kHz a 50MHz), alta resistividade e alta permeabilidade magnética. O ferrite resulta da compactação de pós metálicos de óxido de ferro (Fe_2O_3) com algum óxido de um metal bivalente (NiO, MnO, ZnO, MgO, CuO, BaO, CoO), resistividade da ordem de $10^3 - 10^7 \Omega m$, reduzindo em muito as perdas por correntes de Foucault. São praticamente isolantes elétricos e condutores magnéticos, com valores relativamente reduzidos de B_{max} (entre 0,3 Tesla e 0,5 Tesla), baixas perdas em alta frequência e facilidades de manuseio e escolha, pela grande variedade de núcleos disponíveis.

Devido a suas características de alta permeabilidade e alta estabilidade térmica o ferrite além de ser utilizado em transformadores de alta frequência para alta e baixa

potência, é também utilizado em outras aplicações como por exemplo, em filtros e em linhas de retardo.

3.6.2.5 A Escolha do Formato do Núcleo de Ferrite

O formato do núcleo é de grande importância, pois dele dependem as indutâncias dos enrolamentos, o número de espiras e perdas. Existem diversos tipos e formatos de núcleos de ferrite, como por exemplo: “Pot Cores”, E, EC, PQ, EP e toroidal, como se vê nas referências [53] e [54].

1- Núcleo “Pot Core”

São geralmente usados na construção de indutores e transformadores para pequenas e médias potências. Devido a sua forma fechada, possuem baixa dispersão de fluxo magnético. Além disso, o “Pot Core” também tem como vantagens, a compactação, a auto-blindagem, as baixas perdas e a possibilidade de ajuste da indutância; apresenta, porém uma baixa dissipação térmica.

2- Núcleo em “E”

Os núcleos “E” apresentam valores mais elevados de B_{max} , sendo mais usados em aplicações de potência mais elevada. Apresentam uma blindagem mínima, maiores quantidades de fluxo disperso, são de baixo custo e também bons dissipadores de calor.

3- Núcleo “EC”

Esse modelo de núcleo é originado da mistura de núcleos “E” com núcleos “Pot Core” e tem como principais características: o baixo custo, a flexibilidade no enrolamento, a boa dissipação térmica, a redução das perdas no condutor devido ao formato circular da “perna” central do núcleo, e a possibilidade de acomodar condutores mais largos. Porém, este núcleo tem baixa blindagem e ocupa um espaço maior em uma placa de circuito impresso.

4- Núcleo “PQ”

Os núcleos PQ são desenhados especialmente para fontes chaveadas. Sua construção otimizada permite uma máxima potência na saída utilizando um núcleo de tamanho e peso reduzido, podendo, dependendo do projeto, ocupar uma pequena área em uma placa de circuito impresso.

5- Núcleo “EP”

Este núcleo tem como principais características uma excelente blindagem, uma boa flexibilidade de enrolamento, porém não tem uma boa dissipação térmica e ocupa, devido a sua geometria, uma área considerável em um circuito impresso.

6 – Núcleo Toroidal

Os núcleos toroidais são usados em aplicações onde o fluxo disperso deve ser mínimo, permitindo obterem-se indutores mais compactos. Devido ao seu formato circular, as indutâncias são máximas (maior indutância por número de espiras) enquanto as perdas são pequenas.

A palavra toroidal refere-se à forma geométrica do núcleo, que é construído com uma fita de aço-silício grão orientado que podemos considerar como o "coração" do transformador. A alta eficiência do transformador toroidal vem do fato de que o núcleo não possui "gaps" (cortes na chapa), que para o fluxo magnético são como "buracos".

Abaixo a tabela 3.3 comparativa entre diversos núcleos de ferrite.

	Pot Core	E Core	EC Core	PQ Core	EP Core	Toróide
Custo do Núcleo	Baixo	Baixo	Médio	Alto	Médio	Baixo
Custo do Carretel	Baixo	Baixo	Médio	Alto	Alto	Não tem
Custo do Enrolamento	Baixo	baixo	Baixo	Baixo	Baixo	Alto
Flexibilidade Enrolamento	Bom	Excelente	Excelente	Bom	Bom	Bom
Dissipação Térmica	Pobre	Bom	Bom	Bom	Bom	Bom
Isolamento Eletromag.	Excelente	Baixo	Baixo	Baixo	Baixo	Baixo

Tabela 3.3 : Comparação entre diversos núcleos

A partir desta rápida comparação, pode-se dizer que o núcleo toroidal seria o núcleo escolhido se não fosse por um detalhe: é extremamente difícil de enrolar as espiras neste núcleo, já que tem o formato circular fechado. Sendo assim foi escolhido o núcleo “Pot Core”, pois além de facilitar o enrolamento das espiras, atende as especificações do projeto de ter mínimo fluxo de dispersão e excelente blindagem. Além disso, este núcleo é muito utilizado ainda em projetos de fontes de alta tensão por diversos fabricantes [12,13].

3.6.2.6 O Dimensionamento dos Enrolamentos

O dimensionamento do número de espiras dos enrolamentos para fontes segue as equações abaixo [28]:

$$E_{pri} = 4 \cdot B \cdot N_{pri} \cdot F \cdot A_C \cdot 10^{-8} \quad (\text{onda quadrada}) \quad (3.55)$$

$$E_{pri} = 4,44 \cdot B \cdot N_{pri} \cdot F \cdot A_C \cdot 10^{-8} \quad (\text{onda senoidal}) \quad (3.56)$$

$$N_{sec} = (V_{sec} / V_{pri}) \cdot N_{pri} \quad (3.57)$$

$$I_{pri} = P_{pri} / E_{pri} \quad (3.58)$$

$$I_{sec} = P_{sec} / E_{sec} \quad (3.59)$$

Onde

- E_{pri} = Tensão no primário aplicada (Volts)
- B = Densidade de fluxo no núcleo (Gauss)
- F = Frequência (Hz)
- A_C = Área efetiva do núcleo (cm²)
- P_{pri} = Potência no primário
- P_{sec} = Potência no secundário
- N_{pri} = número de espiras no primário
- N_{sec} = número de espiras no secundário
- I_{pri} = corrente no primário
- I_{sec} = corrente no secundário

Em altas frequências a topologia *Push-Pull* necessita para a boa eficiência, a máxima densidade de fluxo que o núcleo comporta sem saturar e portanto um número pequeno de voltas no primário. Uma fórmula modificada da equação clássica do transformador (3.55) relaciona o número de espiras do primário ou secundário com os parâmetros do núcleo e o valor em volt-espiras da tensão aplicada [52]:

$$N = \frac{V \cdot t}{\Delta B \cdot A_c} \quad (3.60)$$

N é o número de espiras no primário, V é a Tensão CC aplicada no enrolamento quando o dispositivo de chaveamento está "on", t é o período de condução de cada transistor, ΔB é a densidade de fluxo máximo, e A_c é a área da seção transversal do núcleo utilizado. Usa-se para estes cálculos como valor da densidade de fluxo ΔB o dobro do valor de ΔB aplicado, porque 2 quadrantes do gráfico B/H são utilizados [53].

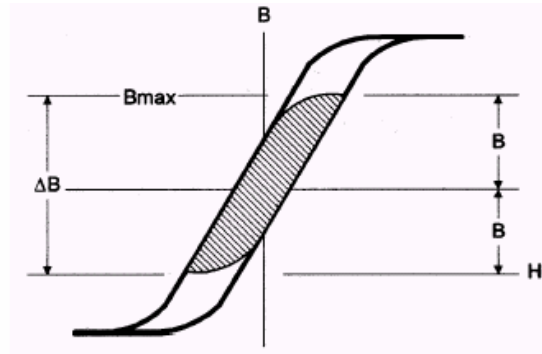


Figura 3.35 - Ciclo de histerese de um material magnético em um circuito Push-Pull.

Para transformadores de ferrite é comum aplicar à equação (3.60), a densidade de fluxo (B) na faixa de 2000 Gauss. Isto é ilustrado pela área sombreada do ciclo de histerese da figura 3.35. Na verdade, a área sombreada tem largura mais estreita do que a mostrada na fig.3.35, quando o núcleo não satura.

3.6.2.7 O Dimensionamento do núcleo do Transformador

O núcleo de um transformador é definido pela área da janela W_A e a área da seção transversal do núcleo, ou mais comumente pelo produto dos dois, $W_A \cdot A_C$, em função da potência de saída, usando-se esta equação tirada da referência [55]:

$$W_A \cdot A_C = \frac{K' \cdot P_{sec} \cdot 10^8}{B \cdot f_{sw}} \quad (3.61)$$

sendo que:

P_{sec} = Potência de saída

e = Eficiência do transformador

B = Densidade de fluxo magnético

f_{sw} = Frequência de operação

$K' = 0,00528$, para núcleos Pot Core

3.6.2.8 Potências Dissipadas nos Elementos Magnéticos

Devido às não linearidades inerentes aos elementos magnéticos, estes se constituem numa fonte considerável de perdas na estrutura do conversor. Tais perdas têm como principal consequência a elevação da temperatura no elemento magnético, podendo, caso não sejam levadas em consideração no projeto, comprometer o funcionamento de toda a estrutura.

3.6.2.8.1 Potência Dissipada no Núcleo

Estas perdas são identificadas em 2 componentes: correntes induzidas no núcleo (correntes de Foucault) e histerese do material magnético.

As perdas por histerese são o resultado da energia consumida para mover a orientação dos domínios magnéticos dentro do material na direção do campo. Uma magnetização proveniente de uma corrente alternada causa no material uma perda de energia por unidade de volume, que é transformada em calor. Essa perda é proporcional à área interna do laço de histerese e à frequência da corrente magnetizante. O laço também é proporcional ao máximo valor de densidade de fluxo magnético (B).

A outra perda de potência é devida à lei de Joule ($\mathbf{I}^2 \cdot \mathbf{r}$), pela corrente de Foucault. Esta perda é o resultado de correntes internas ao material ferromagnético submetido a campos magnéticos que se opõem à variação da indução magnética.

Os materiais atualmente disponíveis não levam a soluções adequadas para ambas as perdas. Geralmente quando se obtém uma curva B-H estreita (como em materiais com manganês e zinco), a resistividade é baixa. Em ferrites à base de níquel tem-se elevada resistividade e histerese consideravelmente maior. Em materiais de baixa resistividade faz-se a laminação do núcleo a fim de elevar a resistência. Núcleos laminados podem ser utilizados em frequências até 20 kHz. Acima deste valor devem-se utilizar cerâmicas (ferrites) ou núcleos de pó. As perdas no núcleo de ferrite do transformador podem ser determinadas empregando-se a expressão [38,51]:

$$P_n = \Delta B^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_e \cdot f_s^2) \cdot V_n \quad (3.62)$$

onde

$$\text{Coeficiente de perdas por histerese para o ferrite: } K_h = 4 \cdot 10^{-5}$$

$$\text{Coeficiente de perdas por correntes parasitas: } K_e = 4 \cdot 10^{-10}$$

$$\text{Volume do núcleo: } V_n = 3,52 \text{ cm}^3$$

Variação do fluxo magnético: $\Delta B = 0,2 T$ (2000Gauss)

Frequência de chaveamento: $f_s = 20kHz$

3.6.2.8.2 Potência Dissipada nos Enrolamentos

As perdas nos enrolamentos são devidas à resistência dos fios de cobre utilizados, e ao efeito pelicular (*skin effect*). O pior caso de perdas no enrolamento ocorre sempre quando a tensão de entrada V_{in} é baixa, e a carga na saída é máxima. O efeito pelicular é devido à presença de componentes de corrente em alta frequência. Esse efeito reduz consideravelmente a área de cobre útil do condutor, elevando a resistência do caminho e consequentemente elevando as perdas.

A perda no cobre dos dois enrolamentos pode ser medida na prática por meio de um wattímetro. O wattímetro é inserido no circuito do primário do transformador enquanto o secundário é curto-circuitado. A tensão aplicada ao primário aumenta até que a corrente especificada para carga máxima flua através do secundário curto-circuitado. Neste ponto, o wattímetro indicará a perda total no cobre. A perda no núcleo pode ser determinada por meio de um wattímetro colocado no circuito do primário aplicando-se a tensão especificada ao primário, com o circuito secundário aberto.

A perda no cobre devido à potência dissipada nos enrolamentos do primário e do secundário é estimada através da expressão:

$$P_{cu} = 2 \cdot \frac{\rho}{nf_{prim}} \cdot N_p \cdot l_{esp} \cdot I_p^2 + \frac{\rho}{nf_{Sec}} \cdot N_s \cdot l_{esp} \cdot I_{sec}^2 \quad (3.63)$$

Onde

ρ é a resistividade do condutor : $7,08 \cdot 10^{-4} \Omega / cm$

l_{esp} é o comprimento médio de uma espira

N_p é o número de espiras no primário

N_s é o número de espiras no secundário

nf_{prim} é o número de fios em paralelo a ser utilizado no enrolamento primário

$nf_{séc}$ é o número de fios em paralelo a ser utilizado no enrolamento secundário

I_p é a corrente eficaz no primário

I_{sec} é a corrente eficaz no secundário

3.7 Multiplicadores de Tensão

Os circuitos multiplicadores de tensão são basicamente constituídos por retificadores, que em função do número de estágios, conseguem retificar e multiplicar o valor da tensão de pico de entrada. São utilizados principalmente em circuitos em que se deseja altas tensões com baixas correntes.

A vantagem de se utilizar um multiplicador de tensão está no fato de se poder trabalhar com um transformador com menor tensão no secundário, diminuindo assim a relação do número de espiras entre o primário e o secundário, baixando as perdas e a indutância de dispersão. Além disso, facilita o enrolamento e os cuidados com o isolamento.

Entre os circuitos multiplicadores de tensão, destacamos os dobradores, triplicadores e quadruplicadores de tensão, de onda completa ou meia onda [56]. Escolhendo-se um número apropriado de estágios, qualquer tensão pode ser alcançada, porém, devemos levar em consideração algumas questões: Na prática, no momento em que a corrente passa a fluir na carga, existe também uma corrente alternada através dos capacitores, resultando em uma queda na tensão e uma diminuição da tensão de entrada nos estágios subsequentes. Colaboram também para redução da tensão as perdas nos diodos, capacitâncias parasitas, correntes de fuga nos diodos, tolerância dos componentes, etc. Geralmente os capacitores dos estágios de baixa tensão devem ter as capacitâncias maiores (alta constante de tempo) do que as do próximo estágio de mais alta tensão.

De acordo com a referência [57], a queda na tensão de saída e a ondulação (ripple) da fonte podem ser estimados pelas equações 3.64 e 3.65:

$$\Delta U = \frac{I}{fC} \left(\frac{2}{3} n^3 + \frac{1}{3} n^2 - \frac{1}{6} \right) \quad (3.64)$$

onde ΔU = queda de tensão
 I = corrente na carga
 f = frequência
 C = capacitância do estágio
 n = número de estágios

$$E_{ripple} = [I_{carga} / (f \cdot C)] \cdot n \cdot [(n+1) / 2] \quad (3.65)$$

Destas equações, concluímos que:

- A queda da tensão devido à corrente na carga é proporcional ao cubo do número de estágios do multiplicador;
- A ondulação da tensão de saída cresce rapidamente com o número de estágios e é inversamente proporcional à frequência e à capacitância utilizadas em cada estágio.

3.8 Interferência Eletromagnética e Blindagem Eletrostática

Existem dois tipos de interferência eletromagnética: por condução e por irradiação [70]. O ruído irradiado está presente em componentes de alta frequência, nas tensões e correntes da fonte de alimentação. Esses componentes, quando associados a elementos parasitas, como indutâncias e capacitâncias, podem produzir fenômenos de ressonância que potencializam os efeitos do ruído e alteram o comportamento dos componentes e do circuito como um todo. Em frequências elevadas os condutores atuam como antenas irradiantes. O ruído conduzido chega ao circuito em forma de tensão espúria, normalmente pela linha de alimentação de CA e/ou CC. A fonte de interferência pode ser externa ou interna ao sistema sob análise.

Diferentes normas, determinam os valores limites admissíveis para o ruído eletromagnético produzido pelo equipamento, determinando também, os métodos de medida, os equipamentos de teste e a classificação dos produtos a serem testados em função de sua característica e do local onde devem ser utilizados [59,60,61].

As medidas de interferência eletromagnética conduzida são feitas na faixa de 150kHz a 30Mhz, enquanto que para a interferência irradiada, a faixa vai de 30Mhz até 1Ghz [59].

Do ponto de vista do projeto, para amenizar a interferência provocada pela fonte, devemos:

- Utilizar a maior área possível de cobre sobre a placa de circuito impresso e os caminhos por onde a corrente circula, devem ter o menor comprimento possível;
- A disposição física e o traçado da conexão dos componentes devem ser bem elaborados, sendo que os componentes de potência devem ficar fisicamente os mais próximos possíveis;

- O transformador deve ser especificado com pequena indutância de dispersão e com baixas capacitâncias parasitas entre o primário e o secundário;
- Utilizar ferrites “*beads*” entre os terminais do transformador e os diodos para amortecer as oscilações de alta frequência;
- No chaveamento di/dt e dv/dt devem ser minimizados através de circuitos amaciadores ou supressores (*snubbers*) (item 4.6.10), que limitam o crescimento da corrente e da tensão no dispositivo, amortecendo as oscilações de alta frequência. Os *snubbers* devem ser conectados diretamente nos componentes chaveadores.
- A alimentação do circuito deve ser bem filtrada e a fonte de alta tensão deve ter um bom aterramento.

A blindagem utilizada na fonte é constituída de uma caixa metálica devidamente aterrada, de modo a evitar que os campos eletromagnéticos gerados interfiram no funcionamento dos circuitos adjacentes e da própria fotomultiplicadora.

Capítulo 4

A Engenharia da Fonte de Alta Tensão

Neste capítulo são apresentados os aspectos de construção do protótipo considerados mais relevantes para a implementação prática, desde a escolha do circuito integrado de controle até o projeto físico do transformador.

4.1 Projeto do Circuito

A metodologia utilizada no projeto da fonte, consiste em projetar em seqüência os vários módulos, de modo que ao final do desenvolvimento de cada um deles, temos os dados necessários para projetar o sistema e implementar o protótipo. A representação em diagrama de blocos da fonte está representada na figura 4.1.

A descrição funcional dos blocos é detalhada ao longo deste capítulo.

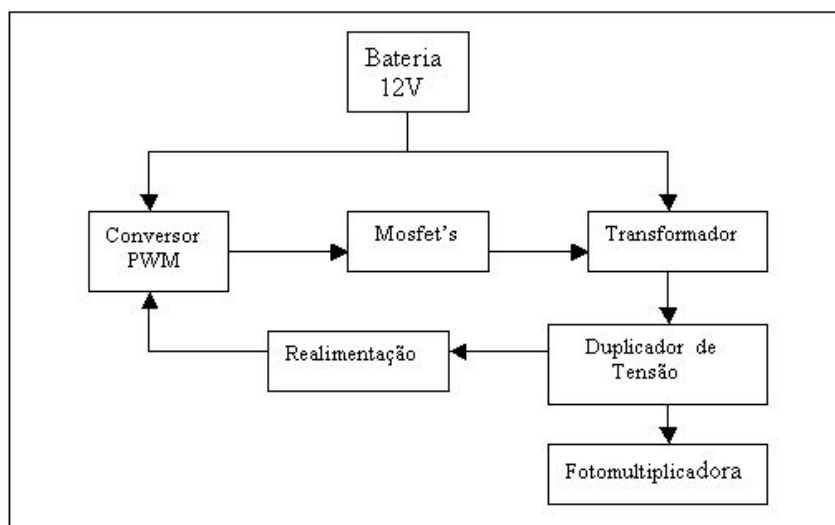


Figura 4.1 – Diagrama de blocos do circuito conversor e a fotomultiplicadora.

Como a tensão de entrada é muito baixa (12V da bateria) e a tensão de saída para alimentar o PMT é muito alta (~1900V), decidiu-se diminuir a tensão no secundário do transformador para 1200V utilizando um retificador de onda completa duplicador de tensão. Deste modo, diminui-se a relação de transformação entre os enrolamentos do transformador e conseqüentemente a indutância de dispersão, além de, reduzir as perdas, esforços de tensão e corrente nos semicondutores, e aumentar a capacidade de fornecer corrente para a carga.

4.2 A Seleção do Conversor PWM

Existe hoje uma variedade de circuitos integrados dedicados ao controle de fontes chaveadas. Os controladores que operam no modo tensão ainda dominam o mercado, embora os que operam no modo corrente estejam progredindo rapidamente. A grande maioria dos circuitos integrados possui um amplificador de erro e uma referência interna. Alguns possuem apenas 1 saída, enquanto outros fornecem 2 saídas complementares entre si.

As características específicas de cada circuito integrado variam em função de cada aplicação, do grau de desempenho esperado, das proteções implementadas, etc. Em linhas gerais pode-se dizer que os atuais C.Is. possuem as seguintes características:

- Oscilador programável (frequência fixa até 500kHz)
- PWM com ciclo de trabalho de 0 a 100%
- Amplificador de erro integrado
- Referência de tensão integrada
- Tempo morto ajustável
- Inibição por sub-tensão
- Elevada corrente de saída no acionador (100 a 500mA)
- Opção por saída simples ou dupla
- "Soft Start"
- Limitação digital de corrente
- Capacidade de sincronização com outros osciladores

Atualmente os mais populares circuitos integrados para controle de fontes chaveadas são:

Modo Tensão: UC3524/25/26/27, TL 494/594 , MC34060

Modo Corrente: UC1842/46 , UC1524, UC3842/45 e o MC34025

4.2.1 O C.I. UC3525

A escolha do circuito integrado PWM resulta em compactação do circuito, redução da complexidade, diminuição do custo e aumento da confiabilidade de todo o projeto. Selecionou-se o C.I. UC3525, de fabricação UNITRODE [41], que agrega todas as funções necessárias à implantação da técnica de controle adotada. Apesar de este C.I. não ser de última geração, ele foi o escolhido dentre vários outros por reunir as seguintes características:

- Consumo na faixa de 15mA;
- Faixa de tensão de trabalho entre 8V e 35V;
- Baixo custo;
- Fácil aquisição no mercado;
- Flexível a todas as configurações (*Push-pull, Fly-Back, Forward, ...*);
- Possui uma tensão de referência interna precisa de 5,1V (0,75%);
- Faixa de frequências de trabalho 100Hz até 500kHz;
- Amplificador de erro integrado;
- Controle do tempo morto ajustável para garantir que os dispositivos de chaveamento não conduzam ao mesmo tempo, levando à queima dos mesmos;
- Possui pinagem para proteção e limitação da corrente máxima;
- Possui duas saídas complementares para MOSFETs em *Push-Pull*

Detalhes técnicos sobre o UC3525, cujo diagrama de blocos é mostrado na fig.4.2, estão no Apêndice 2.

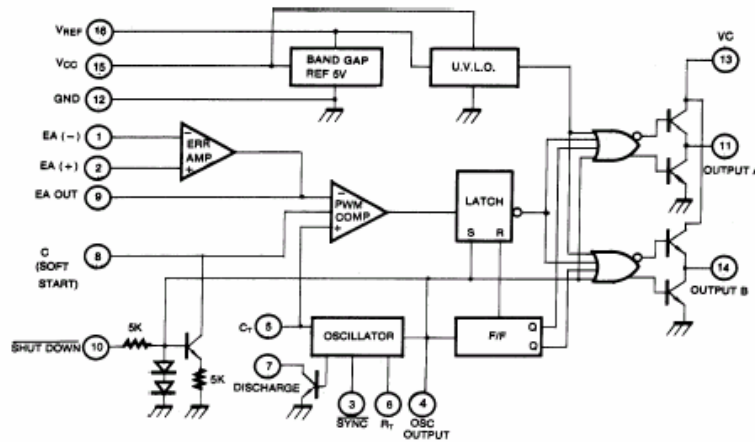


Figura 4.2 - Diagrama em blocos do UC3525

4.2.1.1 Oscilador

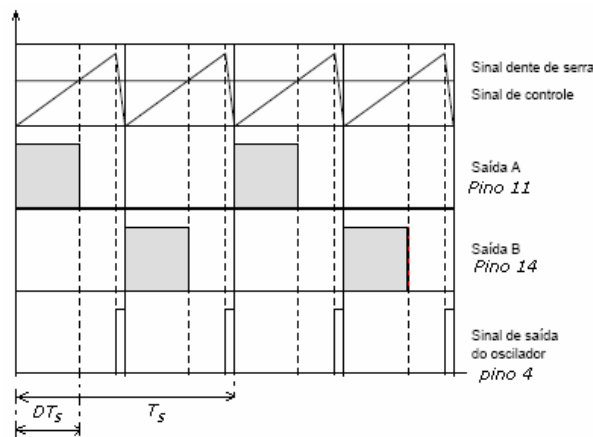


Figura 4.3 – Diagrama de tempo dos sinais do comando do conversor.

A frequência de oscilação é a frequência dos pulsos gerados no circuito integrado de controle. O sinal do oscilador aciona um *Flip-Flop* de modo a selecionar a qual das saídas será enviado o sinal PWM. O *Latch* armazena o estado do comparador e força os pulsos de saída a se alternarem ordenadamente, garantindo um único pulso por ciclo em cada dispositivo chaveador.

No bloco oscilador do circuito integrado, a frequência é programável e determinada por uma rede RC externa. A tensão do capacitor tem a forma de dente-de-serra e a rampa gerada tem uma excursão de aproximadamente 2,5 V e pode ser observada no pino 4 do integrado. Quando o capacitor descarrega, o oscilador fornece um pulso que aciona o *Latch*, mudando o nível de saída do *Flip-Flop*. Do pino 6 para o terra é colocado uma resistência R_T cujo valor está limitado entre $2k\Omega$, e $200k\Omega$. Do pino 5 para o terra é

colocado um capacitor cujo valor varia entre 470pF e 0.1µF. Um sinal de sincronismo é fornecido no pino 3. Existem gráficos fornecidos pelo fabricante para ajudar na escolha dos valores destes componentes.

A figura 4.3 representa um diagrama de tempo com os sinais de saída A (pino11), B (pino14), o sinal dente de serra e o sinal de saída do oscilador.

A frequência de oscilação do sinal dente de serra deve ser o dobro da frequência desejada para o chaveamento podendo variar de 120Hz até 400kHz e é dada pela equação [41]:

$$F_{osc} = 1 / C_t \cdot (0,7 \cdot R_T + 3R_D) \quad (4.1)$$

onde:

F_{osc} = Frequência de oscilação em Hz

C_t = Capacitor em uF

R_T = Resistor em k ohms

R_D = Resistor que determina o tempo morto

4.2.1.2 A Entrada “Shut-down” (desligamento)

Esta entrada (pino 10) quando ativada, faz o conversor parar em um tempo da ordem de 0,2µs.

4.2.1.3 A Seleção da Frequência de Chaveamento

A frequência de operação da fonte de alimentação deve ser selecionada de modo a obter-se o melhor equilíbrio entre as perdas no chaveamento, que aumentam com a frequência de chaveamento, e a minimização dos elementos reativos do circuito, que diminuem com a frequência de chaveamento. Além disso não deve ser audível, acima dos 15kHz caso o núcleo do transformador vibre, nem deve ser alta para evitar interferência eletromagnética.

A alta frequência de chaveamento reduz a dimensão dos capacitores de saída e a indutância do primário e do secundário dos enrolamentos do transformador. Por outro lado, a alta frequência proporciona um aumento nas perdas do transformador e nos transistores de chaveamento, ocasionando uma redução na eficiência global da fonte e também um aumento do tamanho do dissipador requerido para dissipar a potência. A frequência de

chaveamento selecionada inicialmente foi de 20Khz, correspondendo a um período de 50µs.

4.2.1.4 Gerador de Tempo Morto

O tempo morto (dead time), limita o ciclo de trabalho, garantindo um intervalo de tempo em que ambas as saídas estão desligadas, impedindo assim a condução simultânea de ambas as chaves, o que colocaria em curto-circuito a fonte de alimentação. Um resistor R_D colocado entre C_t (pino 5) e o terminal de descarga (pino 7), figura 4.2, propicia o ajuste do tempo morto.

Depois de experimentarmos diferentes valores para o tempo morto, selecionamos um resistor R_D de 150Ω , o que nos dá um tempo morto de 120ns entre os sinais de chaveamento e que é bem maior do que o tempo de chaveamento dos transistores. Num projeto em dezenas de quilohertz devemos usar o menor valor possível de capacitor para termos a menor perda de potência possível.

A potência dissipada na rede RC é dada por:

$$P = E_c \cdot f_s \quad (4.2)$$

onde

f_s = Freqüência de chaveamento (em Hz)

$$E_c = \text{Energia armazenada no capacitor (em Joules)} = \frac{1}{2} \cdot C_t \cdot V^2 \quad (4.3)$$

P = Potência (em Watts)

4.2.1.5 A Compensação para Estabilização do Amplificador Operacional

O pino 9 é ligado diretamente na saída do comparador de tensão interno do C.I. e, através dele faz-se a compensação ou a anulação da resposta do circuito em determinada freqüência através de um capacitor entre o pino 9 e o terra, evitando que ocorram oscilações exageradas na saída devido a pólos e zeros, dando assim maior estabilidade ao circuito.

4.2.1.6 A Alimentação do C.I.

No pino 15 se encontra a tensão de alimentação que deve estar compreendida entre 8V e 40V. Neste pino foi colocado um capacitor eletrolítico de 100µf/25V em paralelo com um capacitor de 100nF de disco com a função de desacoplamento e filtragem.

Um sensor de subtensão inibe o funcionamento dos circuitos internos, exceto a referência, até que a tensão de entrada (V_{in} , pino 15) seja superior a 8V.

O C.I. oferece ainda uma opção de partida lenta progressiva (*soft-start*) via pino 8, que limita a largura do pulso, no momento em que o C.I. é ligado, atuando como uma proteção contra sobre-corrente. Logo após esse instante, há um crescimento gradativo da largura do pulso. A taxa com que a largura do pulso cresce é determinada pelo capacitor C_{ss} . Este capacitor é carregado por uma corrente constante (I_{cc}) de 50 μ A. O valor do capacitor foi escolhido de modo que a subida levasse de 30s a 180s e foi utilizada a equação [41]:

$$V = I_{cc} \cdot t_s / C_{ss} \quad (4.4)$$

Onde

V = tensão de alimentação

I_{cc} = corrente constante de 50 μ A

t_s = tempo de subida

C_{ss} = Capacitor de subida suave

4.2.1.7 Os Transistores de Chaveamento Internos

O UC3525, possui duas saídas complementares, chamadas de Output A (pino 11) e Output B (pino 14), o que permite o acionamento de uma topologia *Push-Pull*. Cada saída possui um par complementar bipolar npn-pnp, e que podem fornecer 0.5 A de corrente, que é suficiente para o acionamento direto de MOSFETs.

Ambas as saídas tem um ciclo de trabalho menor que 50%. Se a frequência de cada saída é F , então a frequência da soma das saídas é $2F$.

4.2.1.8 O Ponto de Operação do Conversor

A expressão do ganho estático do conversor *Push-Pull* ressonante é:

$$V_{out} / V_{in} = 2 \cdot N_2 / N_1 \quad (4.5)$$

onde

N_2 / N_1 = relação de espiras do transformador de alta frequência.

V_{in} = tensão CC de alimentação de entrada

Com a presença de carga, o conversor PWM deve ajustar o ciclo de trabalho D para dar a tensão desejada corrigindo eventuais variações da tensão de entrada V_{in} e da carga dentro de limites que devem estar dentro dos limites dados pelo fabricante, apresentados no Apêndice 2. Escolhemos $D_{min}= 0,1$ e $D_{máx}=0,45$. O ciclo de trabalho do conversor deve se ater a estes limites. Assim, para a tensão de entrada mínima de 11V, temos o ciclo de trabalho máximo de 0,45 e para a tensão de entrada máxima de 13,5V, obtemos o ciclo de trabalho mínimo de 0,1. Através destas coordenadas, o ciclo de trabalho pode ser parametrizado através da expressão $D = 1,99 - 0,14V_i$ (4.6)

A tensão de saída é ajustada fixando-se um valor para a referência e depois colocando o valor desejado da tensão de saída através de um potenciômetro localizado no bloco sensor de saída, que consiste de resistores atenuadores. Para uma tensão de entrada V_i igual a 12V, ajustando-se a referência para 2,5V e a tensão de saída para 1900V, a tensão V_e do sensor de saída (fig.4.4) deve ser igual ao sinal de referência $V_{ref}(2,5V)$ e o ciclo de trabalho calculado de 0,31. A tensão V_e em função da tensão de saída e da relação entre os resistores atenuadores (R_f e R_a), é dada pela equação (4.7):

$$V_e = -\left(\frac{R_f}{R_a}\right)V_o \quad (4.7)$$

Para a tensão nominal de saída de 1900 V deseja-se que o valor da amostra de tensão seja 2,5V, desta forma quando adotamos $R_a= 140M\Omega$ o valor de R_f fica em 184,2 k Ω . Utilizamos um potenciômetro de precisão para ajustar o valor de R_f .

4.3 O Amplificador de Amostragem de Tensão

O amplificador de erro é um amplificador operacional interno ao circuito integrado e cuja função é amplificar a diferença entre a tensão de saída e uma tensão de referência, de modo a gerar um sinal de erro que é enviado ao comparador PWM.

Nos pinos 1(-) e 2(+) respectivamente, temos as entradas inversora e não inversora do amplificador de erro. A comparação é feita com uma tensão de referência de + 2,5V que corresponde a um ciclo de trabalho de 0,31 e é obtida através do divisor de tensão formado por um potenciômetro em série com dois resistores iguais, ligados à fonte interna de referência de + 5,1V , $\pm 0,75\%$ (pino 16) com relação ao terra (GND - pino 8). Quando a tensão de saída tiver o valor desejado (-1900V) a tensão na entrada inversora do comparador de erro deve ser 2,5V.

O C.I. UC3525 exige uma tensão positiva no pino 1 e como a saída da fonte de alta tensão é negativa, foi usado um inversor [42,43], conforme ilustra a figura 4.4. A rede divisora é composta de um conjunto de 14 resistores de 10MΩ em série perfazendo 140MΩ e um trimpot de 1MΩ. O consumo desta rede para 1900V é de 13,5μA, o que representa 25,7mW.

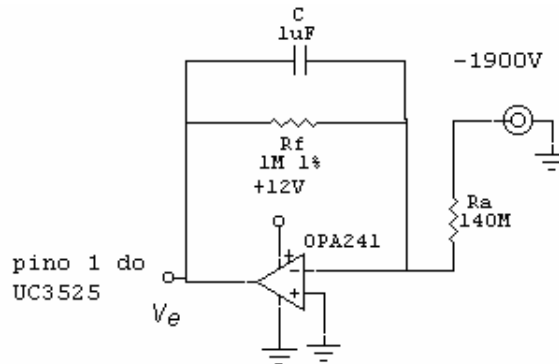


Figura 4.4 – Amplificador operacional e a rede divisora

O amplificador operacional escolhido foi o OPA241 por este possuir uma alta impedância de entrada, baixo consumo (25μA) e foi projetado para operar em circuitos alimentados por bateria. Mais detalhes sobre o OPA241 são apresentados no Apêndice 3.

A função de transferência do circuito é dada pela equação 4.8.

$$H(j\omega) = -(R_f / R_a) \cdot (1 / (1 + j\omega R_f C)) \quad (4.8)$$

O ganho do circuito é determinado pelo ajuste do trimpot e o capacitor C em paralelo com o resistor R_f, faz o circuito atuar também como um filtro ativo passa-baixo de primeira ordem, reduzindo o ruído de alta frequência e melhorando a estabilidade (dumping).

A frequência de corte é dada por:

$$f_c = 1 / (2\pi \cdot R_f \cdot C) \quad (4.9)$$

Para as frequências bem acima de f_c, o ganho cai numa taxa de -20dB/década, e nas frequências abaixo de f_c, o ganho aproxima-se de seu valor cc de R_f / R_a.

4.4 A Escolha dos MOSFETs

Foram testados diversos MOSFETs em bancada. O que melhor se adequou foi o IRFD110, cujas características se encontram na tabela 4.1.

Nome	Vds Máx	IdMáx(A)	Rds (on)	Ciss(pF)	Q _G (nC)	Pmáx (W)
IRF540	100V	30	0,065	870	30	100
IRF630	200V	9	0,55	1150	29	70
IRF640	200V	16	0,18	1250	67	150
IRF740	400V	10	0,55	1275	63	125
IRF820	500V	2,5	3	360	24	50
IRFD110	100V	1	0,54	135	8,3	1,3

Tabela 4.1 – Comparação entre MOSFETS.

Os MOSFETs testados são de fácil aquisição no mercado. Escolheu-se um MOSFET com baixos valores de Q_G e de capacitâncias, para tornar o chaveamento mais rápido.

A tabela mostra as razões da escolha: a capacitância da porta (C_{iss}) pequena e potência adequada ao projeto. Para o conversor *Push-Pull* a tensão máxima de saída sobre o transistor V_{DS} será duas vezes a tensão de alimentação dos MOSFETS (12V) mais o pico de tensão devido à indutância de dispersão. Nota-se que estes MOSFETs têm diodos de proteção entre o dreno e a fonte, específicos para chaveamento, que conduzem fazendo com que a energia de magnetização retorne para a alimentação quando o transistor cortar, protegendo-o contra a tensão reversa. No Apêndice 4 encontram-se os dados técnicos do IRFD110.

A velocidade do chaveamento está relacionada com a velocidade com que a capacitância da porta pode ser carregada e descarregada. No acionamento, será utilizado o próprio estágio de saída do SG3525, que possui uma capacidade de corrente de saída suficiente para excitar a porta desse MOSFET. A quantidade de corrente requerida para colocar o MOSFET no modo de condução por um determinado período de tempo pode ser deduzida por [46,49]:

$$Q_{\text{total}} = \int_0^{t'_{\text{on}}} i_g(t) dt \quad (4.10)$$

$$\text{logo: } i_g = Q_g / t'_{\text{on}} \quad (4.11)$$

onde

Q_G = Q_{total} = carga total na porta

I_g = Corrente requerida na porta

t'_{on} = Duração do pulso de saída do PWM

Para o transistor escolhido (IRFD110), $Q_G = 8,3 \text{ nC}$ e $t'_{on} = 25\text{ns}$, resultando em uma corrente i_G de 332mA. O tempo de subida do pulso de saída do UC3525 está na faixa de 17,5 μs . O valor da corrente de acionamento para o IRFD110 está na faixa dos 50mA, que pode ser dada diretamente pelo UC3525, sem a necessidade de um circuito excitador adicional para os MOSFETs.

4.5 Cálculo das Perdas no MOSFET

Se a porta do MOSFET apresenta uma capacitância muito grande, então o tempo que ele passa na região linear é muito grande e as perdas aumentam. Quanto mais rápido o tempo de subida, menores serão as perdas. É conveniente então escolher um MOSFET com valores baixos de Q_G , para diminuir as perdas por condução. Para o MOSFET IRFD110, C_{iss} é igual a 135pF.

$$C_G = Q_G / V_{GS} \quad (4.12)$$

Se $Q_G = 5\text{nC}$ e $V_{GS} = 5\text{V}$ então temos: $C_G = 5\text{nC} / 5\text{V} = 1\text{nF}$

Comparando-se os valores de C_G com C_{iss} , temos que, pela ordem de grandeza encontrada, o valor da C_G nos dará um valor mais preciso quando for feito o cálculo das perdas por condução. As perdas no MOSFET (item 3.5.3) são dadas então por:

$$P_{total} = P_C + P_{sw} + P_G \quad (4.13)$$

Calculando-se então as perdas totais para o nosso MOSFET, temos:

$$P_c = R_{ds(on)} \times D_{m\acute{a}x} \times I_D^2 = 0,54 \times 0,45 \times (0,5)^2 = 0,060\text{W}$$

$$P_G = 12 \times 8\text{n} \times 20\text{k} = 1,92\text{mW}$$

$$P_{sw} = \frac{1}{2} \times 12 \times (0,5)^2 \times 20\text{k} \times 50\text{n} = 1,8 \text{ mW}$$

Logo $P_{total} \cong 65\text{mW}$

A corrente estimada no primário(dc) $\cong 0,5\text{A}$ e a queda máxima de tensão no MOSFET durante o período de condução é dada por

$$V_{DS(on)} = \frac{P_{om\acute{a}x}}{\eta \cdot V_{i \text{ min}}} \cdot R_{ds(on)} \quad (4.14)$$

onde η é a eficiência do transformador

$V_{i \text{ min}}$ é a tensão mínima de entrada

Logo, o valor de $V_{DS(on)}$ é de 0,25 Volts.

O cálculo inclui também a dependência de $R_{(on)}$ com a temperatura, considerando um aumento de $80^{\circ}C$ na temperatura que causa um acréscimo de aproximadamente 40% no valor de $R_{ds(on)}$, que aumenta a perda por condução. As perdas no chaveamento dependem do tempo de subida e do tempo de descida que por sua vez dependem tanto do MOSFET quanto do circuito excitador da porta. A capacitância da porta se combina com a impedância de saída do circuito excitador para limitar os tempos de subida e descida [40]:

$$V_G = V_P \left(1 - e^{-\frac{t}{R_P C_G}} \right), \quad (4.15)$$

$$\Delta t = -R_P C_G \ln \left(1 - \frac{V_G}{V_P} \right), \quad (4.16)$$

V_G é a tensão de porta, V_P é a amplitude do pulso que excita a porta, R_P é a impedância de saída do circuito excitador, e C_G é a capacitância de porta [47].

Considerando o MOSFET conduzindo totalmente quando V_G alcança 99% de V_P e substituindo essa relação na equação acima [40]:

$$t_r = t_f \approx 4,6 R_P \cdot Q_G/V_P \quad (4.17)$$

Utilizando os dados do UC3525 e do MOSFET :

$$t_r = t_f \approx 4,6 \cdot 40 \cdot 8n/12 = 122 \text{ ns}$$

Refazendo as contas para os novos P_C e P_{sw} :

$$P_C = R_{ds(on)} \cdot D_{\text{máx}} \cdot I_D^2 = 0,75 \cdot 0,45 \cdot (0,5)^2 = 0,085 \text{ W}$$

$$P_{sw} = \frac{1}{2} \cdot 12 \cdot (0,5)^2 \cdot 20K \cdot 144n = 4.3 \text{ mW}$$

A potência dissipada em um MOSFET é então estimada em $\approx 90\text{mW}$.

4.6 Cálculo Térmico

Com esse cálculo garante-se que a temperatura da junção permaneça dentro dos limites definidos pelo fabricante, já que a temperatura da junção afeta diretamente a vida útil do componente. O modelo térmico de um semiconductor é mostrado na figura 4.5.

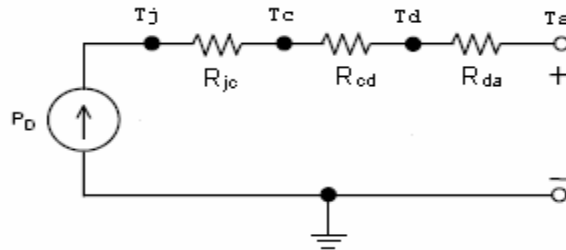


Figura 4.5 – Modelo térmico de um semiconductor.

onde

T_j é a temperatura de junção (chip) ($^{\circ}\text{C}$);

T_c é a temperatura de encapsulamento ($^{\circ}\text{C}$);

T_d é a temperatura do dissipador ($^{\circ}\text{C}$);

T_a é a temperatura ambiente ($^{\circ}\text{C}$);

R_{jc} é a resistência térmica junção-encapsulamento ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$);

R_{cd} é a resistência térmica encapsulamento-dissipador ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$);

R_{da} é a resistência térmica dissipador-ambiente ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)

Pode-se concluir que:

$$T_j - T_a = P(R_{jc} + R_{cd} + R_{da}) \quad (4.18)$$

onde P são as perdas no componente (W);

Logo, a resistência térmica do dissipador pode ser determinada por:

$$R_{da} = \frac{T_j - T_a}{P} - R_{jc} - R_{cd} \quad (4.19)$$

No caso do MOSFET de baixa potência, não será necessário o uso de dissipador. Além disso, o fabricante também não forneceu nas especificações técnicas os valores de R_{jc} e R_{cd} para o MOSFET escolhido.

4.7 O Transformador

A seguir serão apresentados os aspectos mais relevantes do projeto do transformador.

4.7.1 Dimensionamento do Núcleo

Calculando o valor para $W_A.A_c$ pela equação (3.61) e fazendo uso de tabelas apropriadas, podemos então fazer a escolha apropriada do núcleo de ferrite a ser utilizado em uma tabela de núcleos. Para o nosso projeto o consumo máximo previsto é 6 Watts, o $B_{máx}$ é igual a 2000 Gauss e a frequência escolhida foi 20kHz. Obtivemos $W_A.A_c = 0,079 \text{ cm}^4$. Na pesquisa sobre os tipos de *Pot Cores* disponíveis no mercado, foi escolhido o núcleo *Pot Core* tipo 2616 do fabricante Thornton, cujas principais características são:

$$W_A = 0,406 \text{ cm}^2 ;$$

$$A_C = 0,948 \text{ cm}^2 ;$$

$$W_A.A_c = 0,384 \text{ cm}^4 ;$$

$$\text{Volume} = 3,5 \text{ cm}^3 .$$

4.7.2 Dimensionamento do Número de Espiras

Os cálculos do número de espiras do primário e do secundário seguem as equações 3.55, 3.57 e 3.58. Calculando-se então o número de espiras do primário e do secundário, para uma saída de 1200V, obtivemos $N_p = (8 + 8)$ espiras e $N_s = 800$ espiras, respectivamente. Esses resultados também conferiram quando utilizamos a equação 3.60.

Levando em consideração o efeito pelicular, que causa uma redução na área efetiva do condutor, deve-se calcular o diâmetro máximo do condutor a ser utilizado. Com o auxílio de uma tabela de fios deve-se escolher um condutor, cujo valor seja próximo do valor calculado, que possua um diâmetro menor ou igual a este valor.

$$D_{máx} = 2 \cdot \Delta \tag{4.20}$$

$$\text{onde} \quad \Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \tag{4.21}$$

$D_{máx}$ é o diâmetro do condutor

f_s é a frequência de trabalho

Δ é a profundidade de penetração especificada, considerando a temperatura do condutor de 100°C.

Logo, para se evitar perdas devido ao efeito pelicular, deve-se utilizar um condutor com diâmetro de até 0,106 cm.

O cálculo da bitola necessária depende da máxima densidade de corrente admitida no condutor. A área do fio condutor necessária para garantir a condução da corrente especificada é dada por

$$S_{fio} = \frac{I_{eficaz}}{J_{máx}} \quad (4.22)$$

onde

I_{eficaz} é a corrente eficaz (estimada um pouco maior que a corrente nominal)

$J_{máx}$ é a densidade de corrente máxima selecionada para o condutor (390 A/cm²)

A bitola do fio é calculada por

$$AWG = -4,2 \cdot \ln(S_{fio}) \quad (4.23)$$

Assim, as áreas dos condutores do primário e do secundário são de 1,28 cm² e 7,7 · 10⁻⁶ cm² respectivamente. As bitolas dos condutores do primário e do secundário são 28 AWG e 49 AWG, respectivamente.

Para reduzir as perdas no cobre, e conseqüentemente a elevação da temperatura, deve-se utilizar um condutor de bitola maior. Como o diâmetro calculado do fio de cobre a ser utilizado era muito pequeno e o enrolamento de um transformador de alta tensão envolve alguns cuidados especiais como por exemplo, o ótimo isolamento entre as camadas, confiamos à empresa Technotrafo Ind. e Com. Ltda [69] a tarefa do enrolamento do transformador (após consulta em que foi feita a verificação dos cálculos em relação às especificações do projeto do transformador).

4.7.3 Cálculo das Potências nos Elementos Magnéticos

As perdas no transformador podem ser determinadas empregando-se as expressões 3.62 e 3.63 [36, 38]. Estimando as perdas do nosso transformador quando este estiver alimentando um PMT (1900 Volts; 2mA) e utilizando os parâmetros do núcleo Potcore 2616, as perdas totais no transformador foram estimadas em 0,09 Watts.

A eficiência E_f de um transformador [35,36] é expressa da seguinte forma:

$$E_f = \frac{\text{potência de saída}}{\text{potência de entrada}} = \frac{\text{potência de saída}}{\text{potência de saída} + \text{perda no cobre} + \text{perda no núcleo}} \quad (4.24)$$

Uma ótima eficiência ocorrerá quando as perdas no cobre e no núcleo estiverem minimizadas. Em termos gerais, para se conseguir a máxima eficiência deve se manter um ótimo balanço entre as perdas no cobre e no núcleo. Normalmente é assumido que uma ótima eficiência ocorrerá quando as perdas forem iguais [35]. Na prática, a distribuição igual das perdas para a máxima eficiência, depende do material do núcleo, da geometria e da frequência de operação. A eficiência do nosso transformador dado pela expressão (4.24), foi de 98%.

4.7.4 A Temperatura do Núcleo

Para estimar a elevação da temperatura pelas perdas nos elementos magnéticos, é preciso que se saiba o valor da resistência térmica do núcleo de ferrite. Esta resistência térmica pode ser obtida, conforme a expressão apresentada:

$$R_{th \text{ núcleo}} = 23 (W_A \cdot A_C)^{-0,37} \quad (4.25)$$

A elevação da temperatura no componente magnético pode então ser estimada por

$$\Delta T_{\text{núcleo}} = (P_{cu} + P_{\text{núcleo}}) R_{th \text{ núcleo}} \quad (4.26)$$

É aconselhado trabalhar com ferrite a uma temperatura aproximada de 80°C, temperatura no qual obtemos o melhor desempenho do material.

Utilizando os parâmetros do núcleo *Pot Core 2616*, temos que $W_A \cdot A_C = 0,384 \text{ cm}^4$ e $R_{th \text{ núcleo}} = 33 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$. As perdas totais no transformador estão estimadas em 0,09 Watts, que é responsável pela elevação da temperatura do núcleo de 2,7 °C. Este valor é considerado mais que satisfatório, já que esse cálculo já prevê situações limites de funcionamento que não serão estabelecidos.

4.8 O Dimensionamento do Multiplicador de Tensão

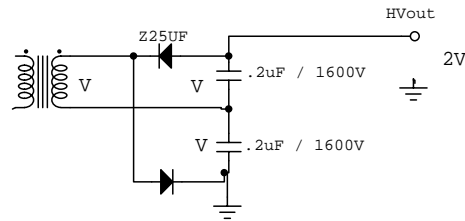


Fig.4.6 – Secundário retificado com duplicador e filtrado por capacitores.

A figura 4.6 mostra o esquema básico do circuito duplicador em onda completa utilizado no projeto. Ele possui uma frequência na entrada do filtro igual a duas vezes a frequência de chaveamento e o cálculo do filtro é baseado na corrente e na tensão de ondulação requeridos para a carga. De acordo com a disponibilidade do material que possuímos no mercado nacional, utilizamos capacitores de até $0,2\mu\text{F}$. Com isso, a ondulação esperada é de $0,25 V_{pp}$ que ainda é alto para os nossos propósitos. Por isso que resolvemos colocar mais um filtro na saída.

4.9 O Filtro de Saída

A relação sinal/ruído nas saídas das fotomultiplicadoras depende diretamente da ondulação da fonte de alta tensão. A constante de tempo formada pelo capacitor de saída e a carga deve ser bem maior que o período de chaveamento dos transistores, pois caso contrário a tensão de saída terá uma grande variação durante a carga de cada capacitor.

Utilizamos para o cálculo aproximado do filtro as equações da referência [56].

Os capacitores comerciais para alta tensão são geralmente de baixo valor e a tensão direta máxima que devem suportar é dada pela máxima tensão de saída. Apresentam também uma resistência interna não nula, cujo efeito é predominante na ondulação de tensão na carga. Assim, o capacitor de filtragem deve ser definido pela sua resistência interna, conhecida como R_{SE} (resistência série equivalente) e que possui um valor máximo permitido para esta resistência interna no capacitor, garantindo uma determinada ondulação de tensão na saída. O cálculo do R_{SE} é dado por:

$$R_{SE} = \Delta V_C / \Delta I \quad (4.27)$$

onde

ΔV_C representa a ondulação de tensão no capacitor de saída do filtro

ΔI representa a ondulação máxima de corrente

Como um único capacitor comercial não atendeu as necessidades de filtragem, foi feita uma associação de capacitores em paralelo, perfazendo o valor de 50nF/4000V. Os capacitores utilizados possuem o dielétrico de polipropileno, baixo R_{SE} (0,02Ω) e excelente capacidade de operar em alta frequência.

4.10 A Escolha dos Diodos

Na escolha dos diodos levamos em consideração especificações como a capacidade de trabalhar em altas frequências, o tempo de recuperação reverso T_{rr} , a alta tensão reversa e a corrente de pico reverso I_{rr} .

O tempo de recuperação reverso T_{rr} (*reverse recovery time*) é definido como o menor tempo necessário para que o diodo adquira novamente a capacidade de bloqueio, ou seja é o tempo que ele leva da condução ao estado de corte. Os diodos devem suportar uma alta tensão reversa no mínimo de duas vezes a tensão de pico do secundário. A corrente que o diodo suporta é outra característica que deve ser levada em conta. O diodo escolhido após algumas pesquisas foi o Z25UF do fabricante Voltage Multiplier [58], cujas características principais encontram-se no apêndice 5.

No diodo as perdas por condução ocorrem devido à presença de sua polarização direta, já que ele necessita de um nível de tensão para entrar em condução.

$$P_{Dcond} = V_d \cdot I_{dmédio} \quad (4.28)$$

Onde $I_{dmédio}$ é a corrente direta média no diodo

As perdas por comutação no diodo ocorrem durante o período de bloqueio devido ao efeito da corrente de recuperação reversa.

$$P_{Dcom} = \frac{f_s}{2} V_D \cdot I_{rr} \cdot t_{rr} \quad (4.29)$$

onde

I_{rr} é a corrente de recuperação reversa;

t_{rr} é o tempo de recuperação do diodo;

V_D é a tensão reversa sobre o semicondutor.

As perdas totais no diodo são o resultado da soma das perdas por condução com as perdas por comutação e o valor encontrado para os dois diodos foi de 30mW.

4.11 A Eficiência da Fonte

A eficiência foi calculada para as piores condições: saída a 1900Volts/ 2mA (3,8W) e com 11Volts de entrada. A eficiência passa primeiro pela determinação das principais perdas do circuito, que estão relacionadas aos semicondutores e ao transformador. O cálculo da eficiência é expresso pela equação (4.30) [52]:

$$E_f = \frac{\text{Potência de saída}}{\text{Potência de entrada}} = \frac{\text{Potência de saída}}{\text{Potência de saída} + \text{Perdas do circuito}} \quad (4.30)$$

Para o *Push-Pull*, a eficiência do conversor CC/CC e o ciclo de trabalho máximo são 80%. A potência de entrada é calculada pela fórmula:

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \quad (4.31)$$
$$P_{\text{in}} = 4,75\text{W}$$

Passando agora para o cálculo das perdas do circuito, com o conhecimento da potência de entrada, a corrente no primário do transformador no pior caso é 0,5A. Tomando-se o pior caso da corrente de entrada e o pior caso da perda de potência no chaveamento (item 4.5), pôde-se estimar a perda nos dois MOSFETs em 180mW. Como o transformador foi especialmente projetado para ter o mínimo de perdas, estimamos sua eficiência em 98%. A perda pode ser calculada por:

$$P_{\text{trafo}} = P_{\text{in trafo}} (1 - \eta) \quad (4.32)$$

$$P_{\text{trafo}} = (4,75 \text{ W} - 0,4 \text{ W}) (1 - 0,98) = 0,09\text{W}$$

As perdas obtidas nos diodos são dadas por :

$$P_{\text{diodos}} = 0,03 \text{ W}$$

A perda estimada nos outros componentes do circuito, como o circuito integrado, amplificador operacional, resistores, grampeadores e *lay-out* foi de 0,65 W.

Logo a potência total, que é a potência de saída mais as perdas estimadas para todo o circuito, é de 4,75W. Conferindo a eficiência da fonte, estimando agora em 1 Watt as perdas nos outros componentes do circuito, constatamos que o rendimento para as piores condições, foi de 74%.

4.12 Ajustes Internos

Os ajustes a que se refere esta seção são feitos em laboratório.

4.12.1 Ajuste da Tensão Máxima

O ajuste da tensão de saída é feito colocando-se o potenciômetro (R3) no valor máximo e ajustando-se o valor da tensão de saída em 1900V, através do trimpot de realimentação da tensão de saída (R10).

4.12.2 Controle da Tensão de Saída

É feito através do potenciômetro do circuito (R3), que faz o controle da tensão de saída, que pode variar de 1700 a 2300V.

4.12.3 Ajuste da Frequência de Operação

É realizado através do trimpot (R5). Após ajustarmos a tensão de saída em 1900V, a frequência é modificada pelo trimpot observando o consumo de corrente do circuito. Quando a frequência de ressonância do transformador for atingida, um melhor balanço entre as perdas no chaveamento e no transformador deve ser alcançado e o consumo da fonte será mínimo. O valor da frequência ficou em torno dos 10kHz. A diferença entre os valores da frequência obtidos do modelo do item 3.6.2.1 e das medidas práticas pode ser causada pela não idealidade dos componentes do circuito.

4.13 Resultados de Simulação

A seguir serão apresentados os resultados de simulação digital com o programa **Pspice** com o objetivo de verificar o funcionamento do UCG3525. As formas de onda de maior relevância são apresentadas, onde se pode observar o bom funcionamento do circuito.

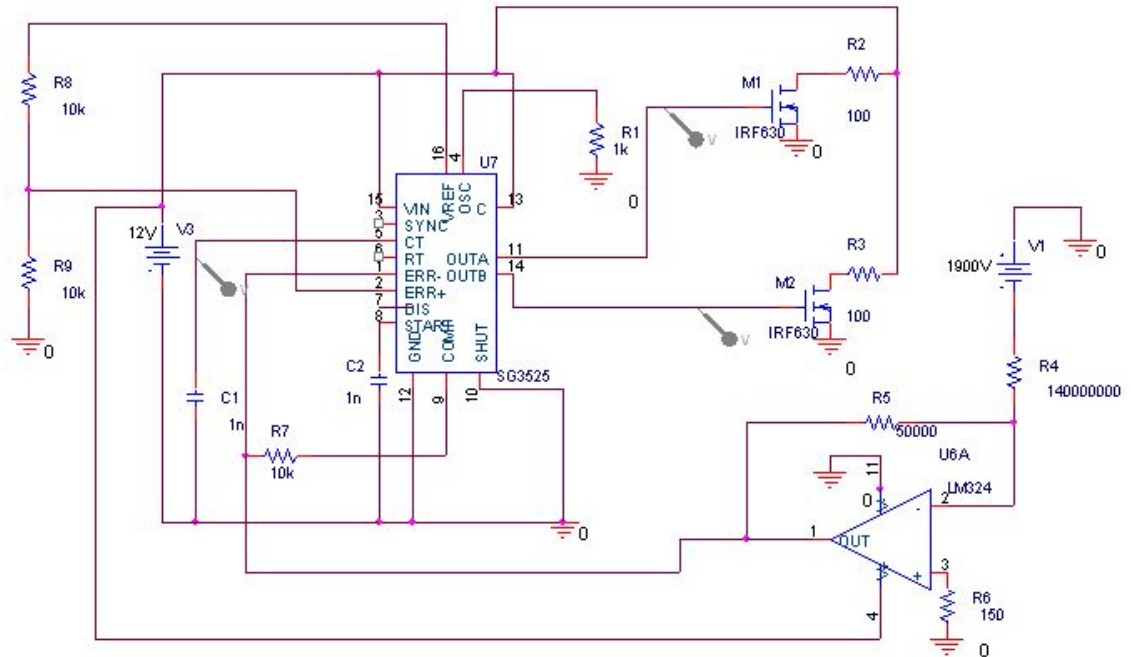


Figura 4.7 – Esquema elétrico do circuito empregado na simulação.

Primeiramente são apresentadas as figuras 4.8,4.9 e 4.10 que mostram as formas de onda da saída do oscilador e das saídas do SG3525.

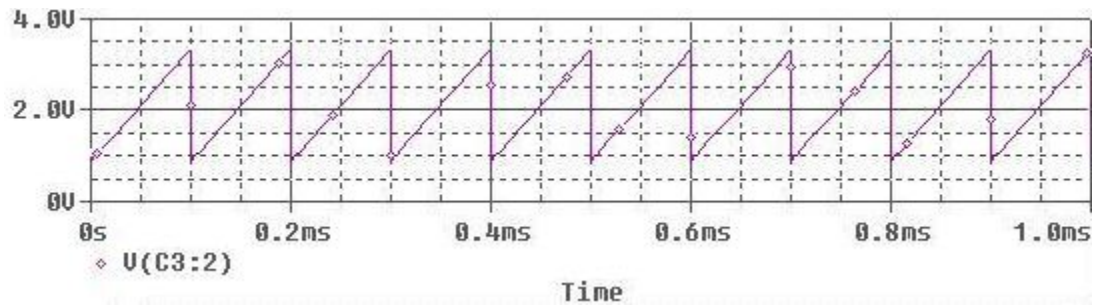


Figura 4.8: Oscilador do SG3525.

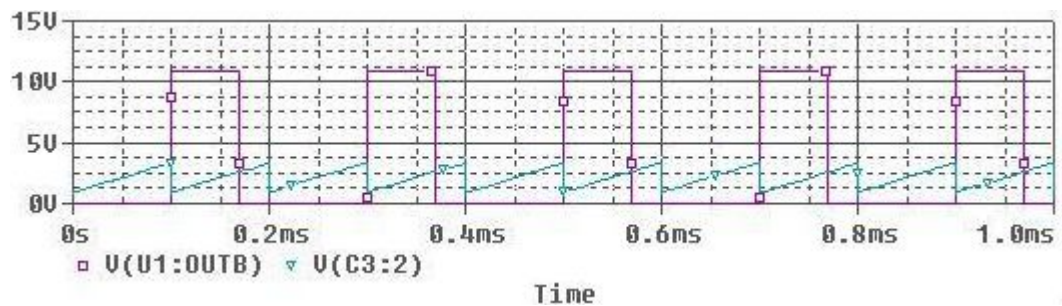


Figura 4.9: Oscilador e Saída B do SG3525.

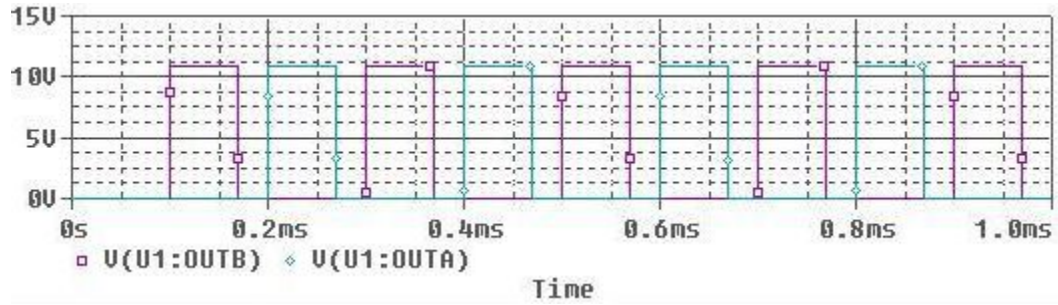
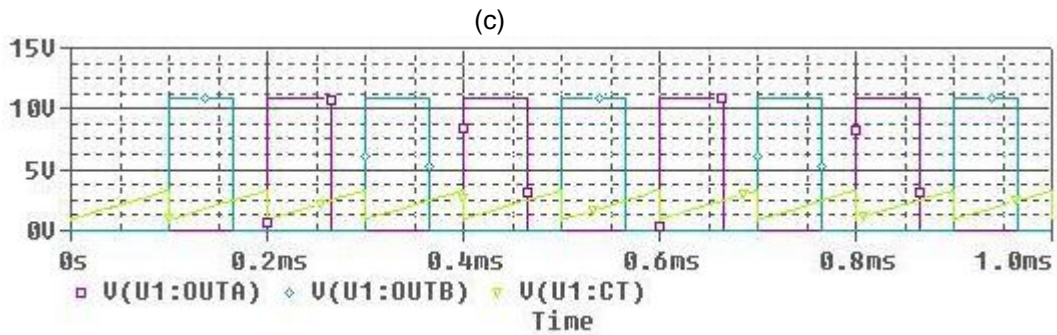
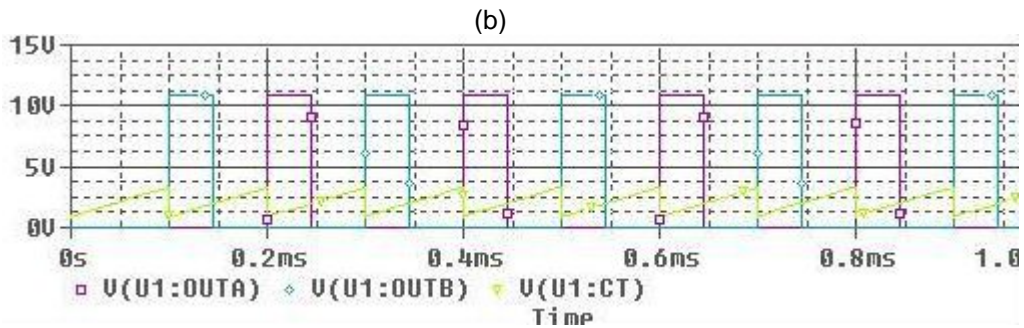
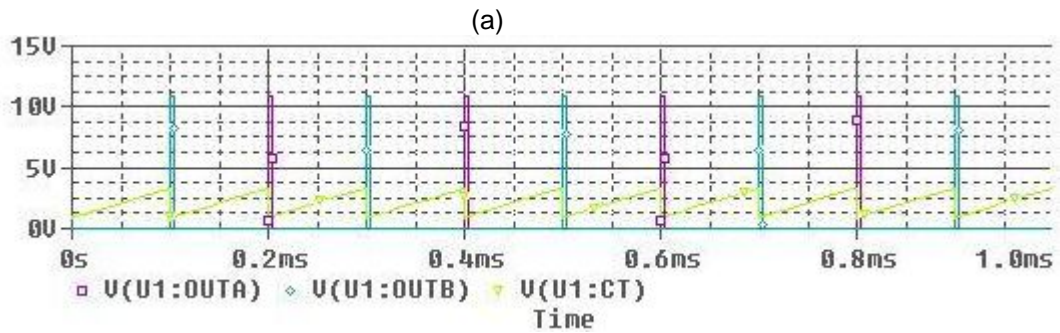


Figura 4.10: Saídas do SG3525.

Apresentamos na figura 4.11 (a,b,c,d) as formas de onda obtidas quando fixamos a tensão de referência do SG3525 em 2.5V (pino2) e variamos a tensão de erro (pino1) para podermos verificar o funcionamento das saídas do C.I., com ciclos de trabalho diferentes.



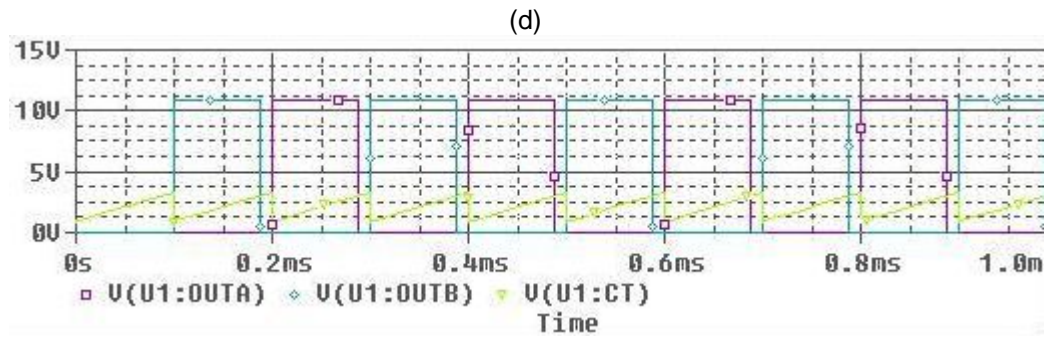


Figura 4.11: Formas de onda do oscilador e da tensão nas saídas do SG3525 para diferentes tensões de erro: a) $V_{\text{erro}}=1\text{V}$; b) $V_{\text{erro}}=2\text{V}$; c) $V_{\text{erro}}=2.5\text{V}$; d) $V_{\text{erro}}=3\text{V}$

4.14 Conclusão

Em função dos parâmetros do projeto, foram dimensionados os elementos do circuito que compõem a fonte de alta tensão. Foi escolhido o dispositivo de chaveamento, dimensionado o transformador seguindo uma metodologia, calculada as principais perdas do circuito conversor, estimada a eficiência para o pior caso e simulado com o software PSpice o funcionamento do PWM do SG3525.

No capítulo 5 são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir da implementação do protótipo construído, baseado nas especificações apresentadas neste capítulo.

Capítulo 5

O Protótipo Implementado e os Resultados Experimentais

Após terem sido concluídos testes preliminares da fonte, chega-se enfim, à realização de um protótipo, montado numa placa de circuito impresso. Mostram-se a seguir os resultados experimentais que visam a validação de todo o projeto realizado. Foram realizados diversos ensaios com diferentes cargas e tensões de entrada e são ainda apresentadas as principais formas de onda obtidas nos ensaios e a curva do rendimento.

Na figura 5.1 é apresentado o diagrama esquemático da fonte; a foto do protótipo montado em laboratório é apresentada na figura 5.2. O circuito usa em sua maioria componentes comuns e de baixo custo.

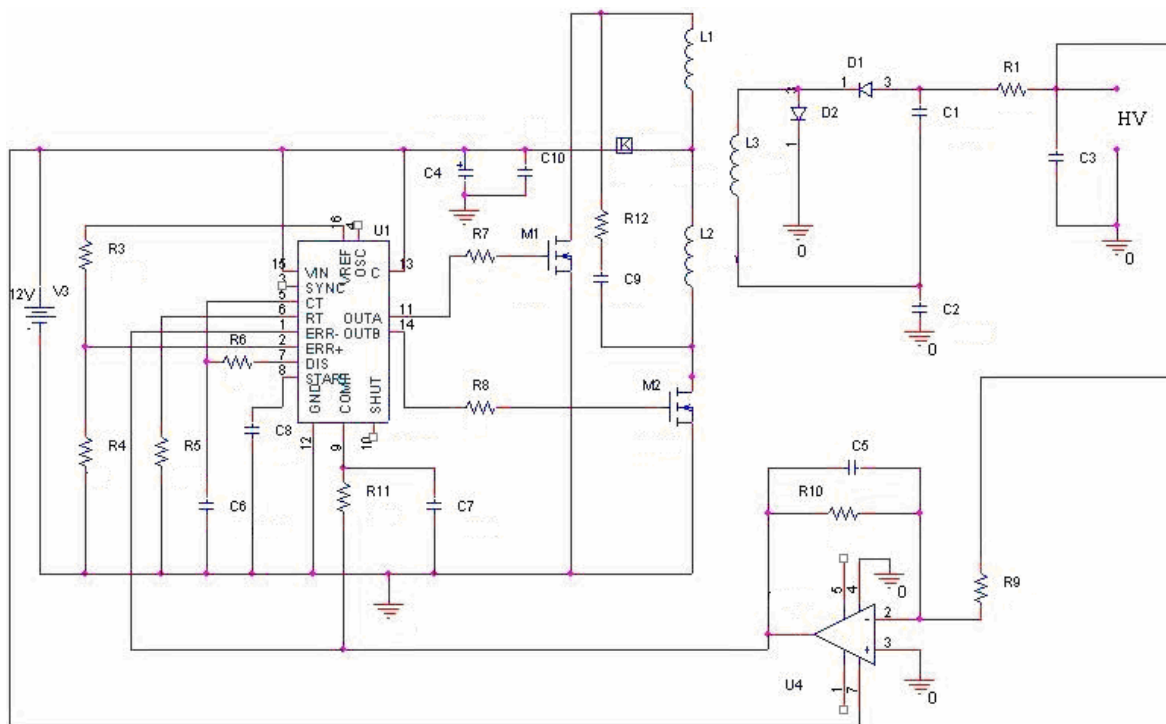


Figura 5.1 – Diagrama esquemático da fonte de alta tensão.



Figura 5.2 – Foto do protótipo desenvolvido.

Neste primeiro protótipo, os circuitos de proteção de sobrecorrente e sobretensão não foram implementados, devido à falta de alguns componentes no mercado. Também não houve uma preocupação maior com a otimização dos componentes podendo isso ser feito em um projeto futuro.

Relatamos a seguir uma série de medidas e resultados obtidos no processo de caracterização e utilização da fonte, em que o funcionamento do protótipo foi verificado para várias situações, baseado nos procedimentos de testes realizados por fabricantes especializados em fontes de alta tensão [62].

5.1 Ensaios em Bancada

Os ensaios com a fonte de alta tensão foram realizados no Laboratório de Eletrônica do CBPF e os equipamentos utilizados nas medidas para caracterização da fonte de alta tensão foram os seguintes:

- Fonte estabilizada de bancada (DAWER FSCC-3005D) que alimenta a fonte de alta tensão com 12 Volts, simulando a bateria.
- Multímetro Digital (ANALOG M3525), para medida da corrente consumida pela fonte de alimentação que simula a bateria e que fornece os 12 Volts para a fonte de alta tensão;

- Multímetro Digital (DIATRON MC-27) para medida da alta tensão de saída;
- Osciloscópio digital com duplo traço (TEK TDS1012 100MHz) para medição da ondulação de saída;

A bancada com a instrumentação é mostrada na figura 5.3. O diagrama de blocos da instrumentação utilizada é apresentado na figura 5.4 .

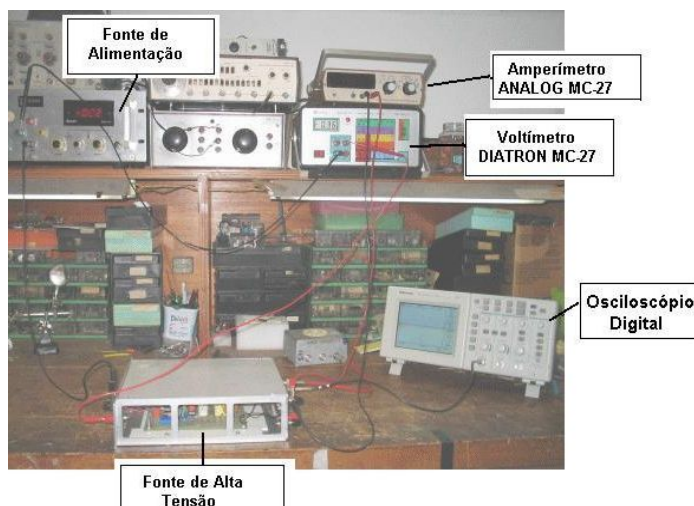


Figura 5.3 – Protótipo na bancada de testes.

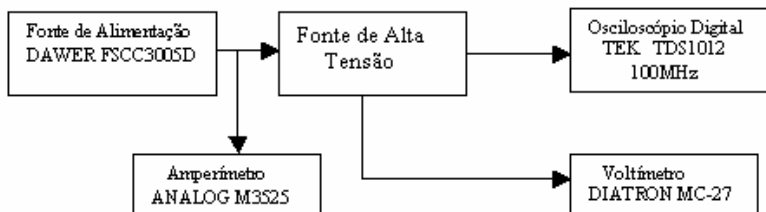


Figura 5.4 – Diagrama de blocos da bancada de testes.

Para as medidas de ondulação de saída e tensão de saída utilizamos o esquema da figura 5.5 em que foram adicionadas à fonte de alta tensão duas saídas: a primeira se destina a ligar o osciloscópio de modo a podermos visualizar a ondulação de saída; e a outra saída serve para ler a alta tensão, com um valor 1000 vezes menor, utilizando para isso um divisor de tensão. O instrumento utilizado para medir a saída do divisor de tensão deve ter uma alta impedância para minimizar a possibilidade de introduzir erros nas medidas. O acréscimo deste circuito, fez com que a corrente de consumo aumentasse de $20\mu\text{A}$.

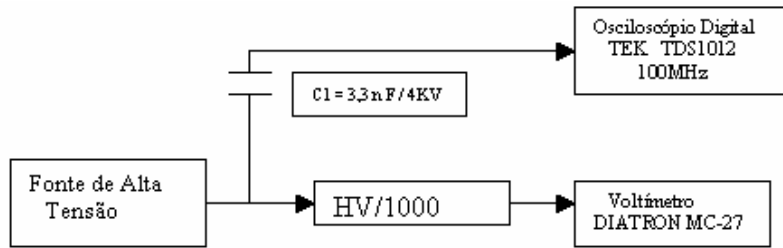


Figura 5.5 - Esquema para medir o ripple e a tensão de saída.

5.1.1 Ensaio com Carga Resistiva

O objetivo deste ensaio foi verificar a regulação da tensão de saída com a carga, assim como o consumo de corrente da fonte e o ripple da tensão de saída operando a temperatura de 25°C. Primeiramente verificamos diretamente no tanque protótipo do Auger, o valor da tensão aplicada e o consumo da corrente da base junto com a fotomultiplicadora e encontramos um consumo de 2mA para os 1900V aplicados pela fonte de alta tensão local (Ortec, mod 556).

Foi então simulada a carga desejada com resistores ligados diretamente na saída da fonte. Já que a carga estimada deve consumir 2mA em 1900V (3.8 Watts), simulamos essa corrente com uma carga resistiva de 950kΩ através da associação de resistores de 1 Watt com tolerância de 10%, conforme o esquema da figura 5.6.

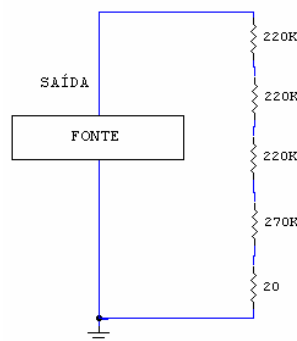


Fig.5.6 – Ligação da carga simulada na fonte.

A montagem para os ensaios foi feita conforme as figuras 5.4 e 5.5.

Testamos a regulação estática da linha, que é a medida da capacidade da fonte de alimentação em manter uma tensão de saída constante, quanto à variação da tensão da entrada [62].

Utilizamos uma carga simulada de 2mA e fixamos a entrada em 12 Volts e a saída em 1900 Volts. Em seguida, simulamos variações na tensão de entrada respeitando

um intervalo de 30 minutos para cada leitura, após a variação da tensão de entrada, e observamos os resultados medidos no amperímetro, no monitor de tensão e no osciloscópio digital, como mostra a tabela 5.1. A fonte trabalha dentro da faixa de tensões de alimentação de 11V a 13,5V com uma regulação de linha em torno de 0,1%.

Na figura 5.7 estão mostradas as formas de onda do *ripple*. Nas especificações da fonte do detetor de superfície do Auger é utilizado o fator de ondulação r (fator de *ripple*), para especificar a ondulação da fonte. Por isso calculamos também o fator de ondulação de nossa fonte, que é dado pela fórmula:

$$r = V_{rms} / V_{saída} \quad (5.1)$$

Tabela 5.1 – Característica da fonte com a carga simulada para 2mA com variação da tensão de entrada.

Tensão de Alimentação (V)	Tensão de Saída (V)	Corrente Consumida (mA)	Tensão de Ripple (mV_{pp})	Tensão de Ripple (mV)RMS	Fator de Ripple	Potência Consumida (W)
11	1898	480	11.6	4.1	$2,18 \times 10^{-6}$	5.28
11.5V	1899	452	13.6	5.5	2.90×10^{-6}	5.17
12V	1900	376	23.6	2.7	1.44×10^{-6}	4.51
13V	1902	340	24.0	4.1	2.16×10^{-6}	4.42
13.5V	1903	340	27.2	3.0	1.58×10^{-6}	4.59

Na figura 5.8 podemos observar o comportamento do PWM quando a tensão de entrada foi colocada de 10 Volts até 13 Volts. A largura do pulso tende a aumentar a medida que a tensão de entrada diminui (bateria descarregando), o que comprova o seu correto funcionamento.

A figura 5.9 mostra as formas de onda encontradas para uma entrada com 13 Volts: a) Em uma das saídas do PWM, b) Nas duas saídas do PWM e c) entre os enrolamentos primários do transformador (drenos dos MOSFETs) e utilizando um *snubber* colocado para diminuir os picos de tensão nas extremidades dos pulsos. Nota-se em CH3 que é mantido um nível de tensão nulo sobre a carga durante parte do período.

Um fino pulso de sobretensão de aproximadamente 50 volts acima do valor máximo é produzido possivelmente devido às indutâncias parasitas do *lay-out* do circuito.

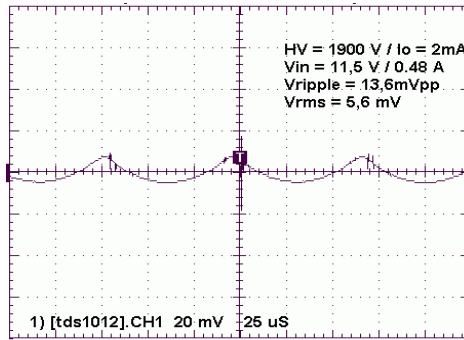


Figura 5.7 – Forma de onda do ripple para tensão de entrada de 11,5V e carga simulada de 2mA.

A seguir, testamos a regulação estática da carga, mantendo a tensão da entrada constante em 12 V e a tensão na saída em 1900 V, com uma corrente de carga de 2mA. Variamos então a carga na saída, utilizando a base da PMT como carga de 1,5mA e o resistor de 950k Ω , juntos fazendo uma carga de 3,5mA.

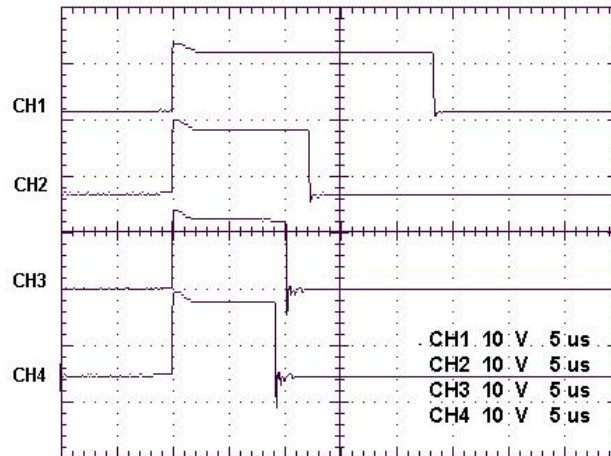


Figura 5.8 – Saída do PWM para entrada: de 10V (ch1), 12V (ch2), 12,5V (ch3) e 13V

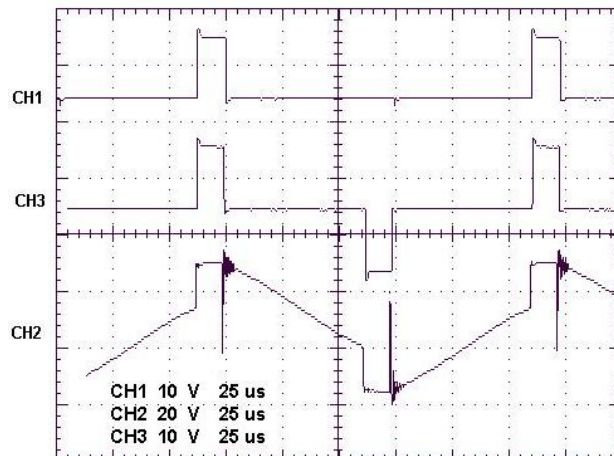


Figura 5.9 – Saídas do PWM: saída1 (ch1), saída 2 (ch3) e no enrolamento do primário (ch2) p/ Vin= 13Volts.

Observamos a mudança na tensão de saída lendo no monitor de tensão, como mostra a tabela 5.2. Reajustando-se a tensão de realimentação e a tensão de referência, corrigimos a saída para a tensão de 1900V para as condições de correntes desejadas.

Visualizamos na figura 5.10, a forma de onda de saída do PWM, para a mudança da carga de 1,5mA para 2mA. Com o aumento da corrente, o ciclo de trabalho aumentou. Quanto mais corrente extraírmos de uma fonte chaveada maior será o seu ciclo de trabalho.

Tabela 5.2 –Variação da alta tensão com a carga para tensão de entrada fixa em 12V.

Corrente na Carga	Tensão de saída (V)
3,5mA	1896
2 mA	1900
1,5 mA	1904

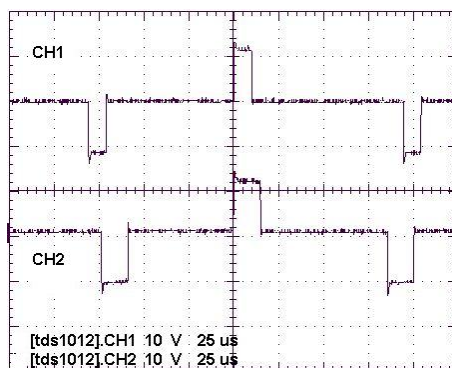


Figura 5.10 – Saída do PWM: CH1) p/ carga de 1,5mA e CH2) 2mA.

5.1.2 Ensaio com a Base da Fotomultiplicadora

Neste ensaio utilizou-se uma base de fotomultiplicadora similar à utilizada no tanque protótipo e cuja corrente de consumo medida foi de 1,6 mA em 1900V. Os valores encontrados estão na tabela 5.3. A figura 5.11 ilustra o ripple da fonte.

Tabela 5.3 – Ensaio com a base da fotomultiplicadora.

Tensão de Alimentação (V)	Tensão de Saída (V)	Corrente Consumida (mA)	Tensão de Ripple (mVpp)	Tensão de Ripple (mV)RMS	Fator de Ripple	Potência Consumida (W)
11	1898	390	12,8	2.7	1.46×10^{-6}	4.29
11.5V	1899	370	13.6	3.8	2.01×10^{-6}	4.25
12V	1900	360	16.0	4.5	2.36×10^{-6}	4.32
13V	1902	350	26.0	9.8	5.12×10^{-6}	4.55
13.5V	1903	330	28.0	11.1	5.95×10^{-6}	4.45

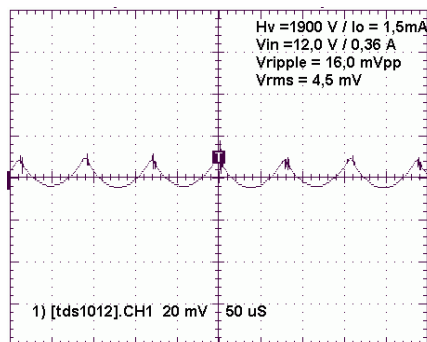


Figura 5.11 – Forma de onda do ripple da fonte com a base do PMT alimentado.

5.2 Ensaio com a Base e a Fotomultiplicadora no Tanque Protótipo

Este teste permitiu verificar o sinal proveniente do PMT do tanque, o consumo, a ondulação de saída e a estabilidade da fonte protótipo no tanque de testes, que está localizado no Laboratório de sistemas de Detecção - LSD. Montamos então o arranjo mostrado na figura 5.12. Este arranjo utilizou no lugar da fonte de alta tensão comercial (ORTEC, mod. 556), a fonte protótipo e uma fonte de bancada (ICEL, mod. PS-5000) que simulou a bateria, já que não tínhamos nenhuma disponível para alimentar a fonte de alta tensão, na ocasião dos testes. Os valores encontrados estão na tabela 5.4.

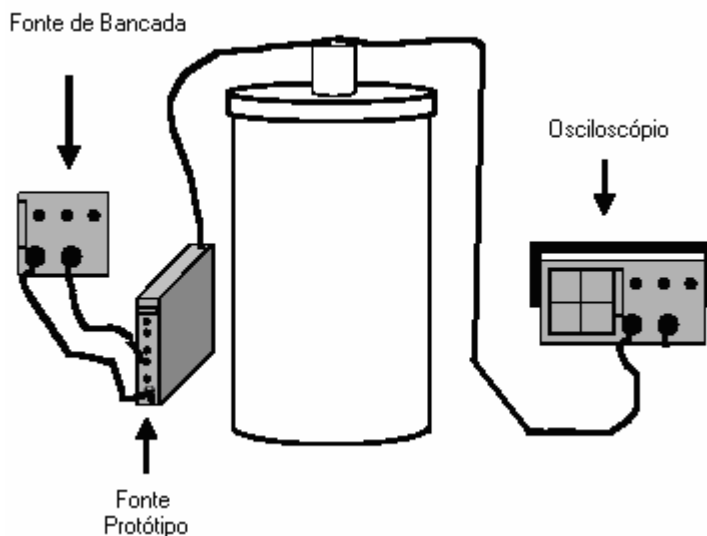


Figura 5.12 – Arranjo montado para a verificação do funcionamento da fonte protótipo no tanque.

Tabela 5.4 – Ensaio com a base e a fotomultiplicadora no tanque.

<i>Tensão de Alimentação (V)</i>	<i>Tensão de Saída (V)</i>	<i>Corrente Consumida (mA)</i>	<i>Tensão de Ripple (mVpp)</i>	<i>Tensão de Ripple (mV)RMS</i>	<i>Fator de Ripple</i>	<i>Potência Consumida (W)</i>
11	1898	410	12.0	1,79	9.4×10^{-7}	4.51
11.5	1899	390	16.8	2.33	1.22×10^{-6}	4.48
12	1900	376	18.0	4.41	2.31×10^{-6}	4.51
13	1902	350	20.4	4.72	2.46×10^{-6}	4.55
13.5	1903	335	26.2	5.23	2.72×10^{-6}	4.52

Os resultados encontrados no ensaio feito acima, exprimem uma baixa tensão de ondulação e um baixo consumo da fonte. O ciclo de trabalho cairá para aumentos da tensão de entrada, resultando em uma menor corrente consumida, uma baixa perda de potência no chaveamento e um aumento na eficiência. Verificando a eficiência da fonte, constatamos que o rendimento quando alimentamos a fonte com 11 volts, ficou em torno dos 80%, o que se aproxima dos cálculos do item 4.11 do capítulo 4, em que foram consideradas as perdas no circuito amaciador (*snubber*), no transformador, MOSFETs, diodos, PWM e o circuito de monitoramento da tensão de saída.

Na figura 5.13 é apresentada a curva do rendimento da fonte de tensão para 4 correntes de carga diferentes e tensões de entrada e saída fixas em 12 Volts e 1900 Volts respectivamente. Observa-se que para a corrente de carga nominal de 2mA, o rendimento do conversor é de 84%.

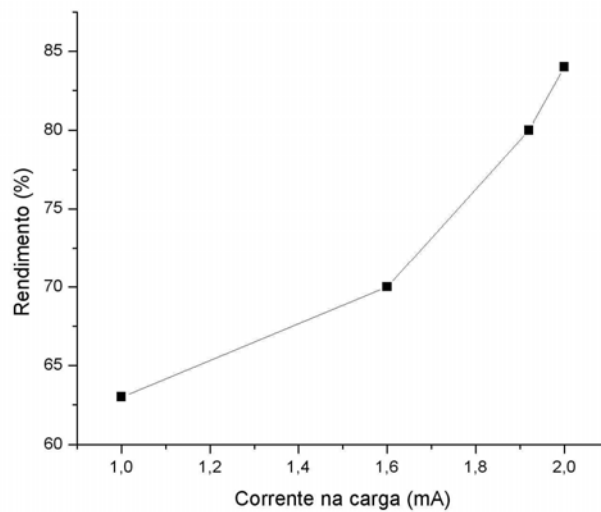


Figura 5.13 – Gráfico do rendimento para diferentes cargas.

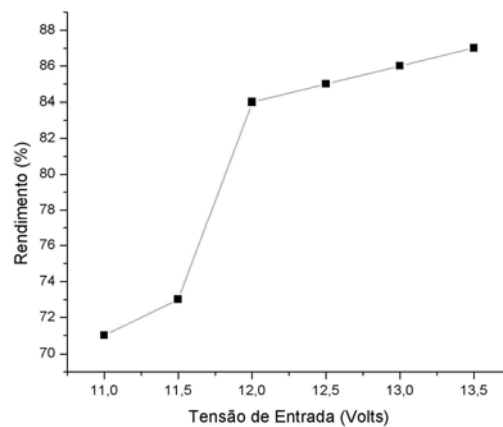


Figura 5.14 – Gráfico do rendimento para tensões de entrada diferentes.

Na figura 5.14 é apresentado o gráfico do rendimento para diferentes tensões de entrada e tensão de saída constante de 1900 Volts. Observa-se que quando a tensão de entrada é mínima (11V), o rendimento da fonte cai com o aumento da corrente, pois com o aumento desta, há um aumento das perdas nos chaveadores, grampeadores e também nos enrolamentos do transformador.

5.3 Estabilidade ao Longo do Tempo

Para verificarmos a estabilidade da fonte, realizamos três medidas em diferentes laboratórios do CBPF.

No primeiro ensaio, realizado no Laboratório de Sistemas de Detecção, alimentamos a fonte de alta com uma tensão constante de 12 Volts, proveniente da fonte de bancada e fixamos a tensão de saída em 1900Volts, que ficou conectada diretamente no PMT do tanque, nas condições reais de trabalho, pelo período de 96 horas. Observamos então, a resposta dinâmica da tensão de saída e a estabilidade da fonte, que se manteve em $\pm 0,1\%$ para uma temperatura constante de 25°C . A corrente de entrada foi monitorada e o consumo acompanhou a variação da fonte nos mesmos $\pm 0,1\%$.

No segundo ensaio, agora no Laboratório de Eletrônica da CAT, observamos a regulação da corrente de saída. Neste ensaio, que teve duração de 28 horas, mantivemos a alimentação de entrada constante em 12 Volts, a tensão de saída em 1900 V e colocamos uma carga de $950\text{k}\Omega$ de modo a termos uma corrente de 2mA na saída, que foi monitorada por um amperímetro. A tensão de saída e a corrente de saída se mantiveram em $\pm 0,1\%$, à uma temperatura na faixa dos 21°C .

Realizamos o terceiro teste de estabilidade no Laboratório de Instrumentação e Medidas, em que monitoramos a tensão de saída utilizando um multímetro digital, conectado ao microcomputador via interface GPIB e software LABVIEW, fazendo leitura a cada 10 segundos. A fonte permaneceu ligada por 14 horas e a tensão de saída se manteve em torno dos $\pm 0,1\%$. As figuras 5.15 e 5.16 ilustram os gráficos da tensão de saída em função do tempo para a primeira hora e ao longo das 14 horas de funcionamento respectivamente.

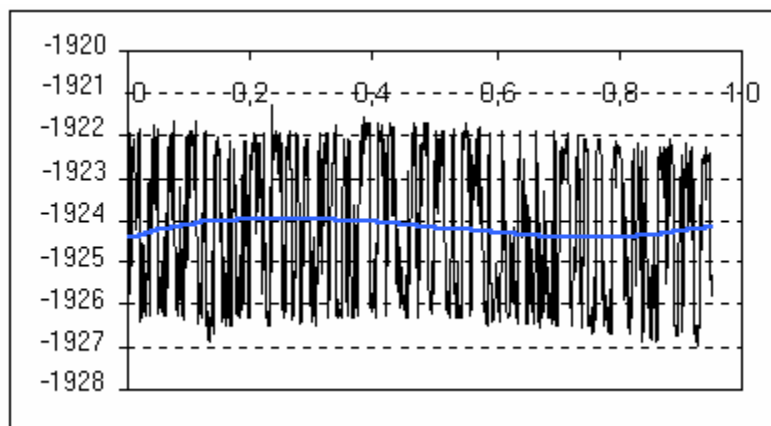


Figura 5.15 - Gráfico da estabilidade da fonte na primeira hora de funcionamento.

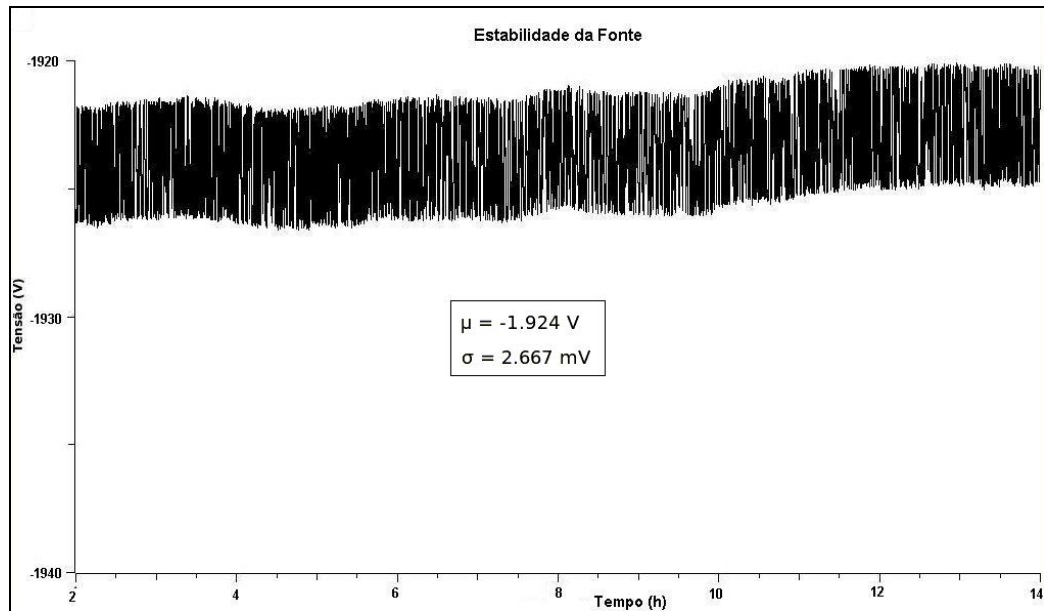


Figura 5.16– Gráfico da estabilidade da fonte no período de 14 horas.

5.4 *Ensaio no Laboratório de Correlação Angular*

Este teste teve como objetivo viabilizar o uso da fonte de alta tensão em aplicações de espectroscopia gama e possivelmente em medidas de correlação angular. Foi montado então um arranjo experimental típico para a obtenção do histograma do espectro de energia de uma fonte radioativa de ^{22}Na , depositada em um cintilador de NaI (TI). Esse experimento foi repetido várias vezes e depois comparado com outras medidas, agora utilizando uma fonte comercial.

Diferenças muito acentuadas entre os espectros principalmente na contagem dos pulsos de energia e deslocamento do espectro são indicadores de instabilidade no sistema como um todo, que podem vir a ser provenientes da fonte de alta tensão.

5.4.1 *Instrumental*

Montamos então um arranjo experimental típico para a detecção de radiação gama, que é mostrado no diagrama de blocos da figura 5.17 e o mesmo constitui um sistema básico de espectroscopia gama. Os equipamentos utilizados foram os seguintes:

- Fonte de bancada do Laboratório de Eletrônica- CAT que simulou a bateria;
- Cristal cintilador de NaI (TI) e fotomultiplicadora;
- Módulo amplificador Ortec 451;

- Analisador Multicanal (placa conectada dentro do microcomputador) ;
- Microcomputador PC, com o software para rodar o programa de aquisição de dados.

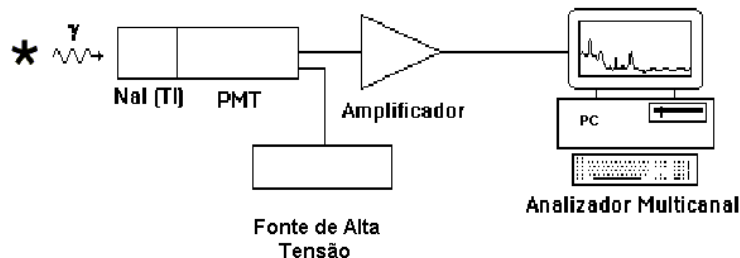


Figura 5.17 – Diagrama de blocos do sistema de espectroscopia gama com NaI (TI).

Quando a radiação entra no detector cintilador, este emite fótons quando excitados pela passagem de partículas carregadas. A quantidade de fótons é aproximadamente proporcional à energia depositada pela radiação incidente detectada. O tubo fotomultiplicador detecta os fótons e fornece pulsos de tensão cuja amplitude contém a informação da energia recebida e a quantidade de fótons. Estes pulsos são tratados e condicionados em módulos de eletrônica padronizados chamados de NIM (Nuclear Instrumentation Modules) que se encaixam em bastidores especiais que os alimentam.

O multicanal realiza a análise da altura do pulso, convertendo um sinal analógico (tensão) em um número digital equivalente (número do canal). Um programa de computador associado ao multicanal realiza o gráfico da altura dos pulsos, que representam a energia dos raios gama. O eixo das abscissas destes gráficos indicam a altura do pulso que representa a carga ou o pulso de tensão (corrente) produzido pelo grupo de elétrons, e é proporcional ao ganho do PMT, tornando-se uma função da alta tensão aplicada no PMT. Se a tensão de alimentação variar, a distribuição das alturas dos pulsos também se deslocará ao longo do eixo das ordenadas. O eixo das ordenadas representa a contagem dos pulsos de saída com uma certa altura dentro de um determinado período de tempo. Portanto, a distribuição dos pulsos varia com o tempo ou com o número de fótons incidentes na direção superior do eixo das ordenadas.

Uma descrição mais detalhada dos diversos componentes do aparato experimental encontra-se na referência [25].

5.4.2 *Medidas e Resultados*

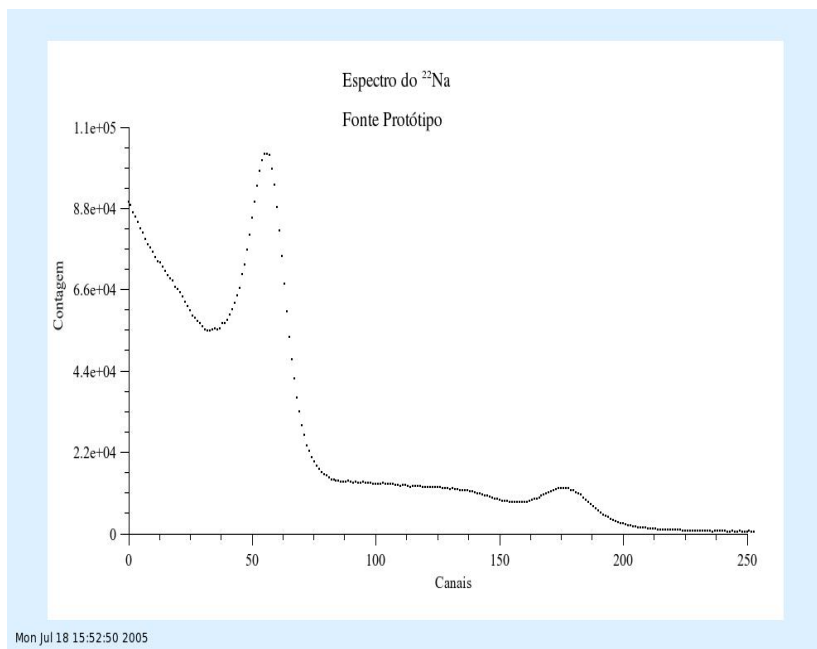
Utilizando o dispositivo experimental esquematizado na figura 5.17, com a fonte protótipo alimentando o PMT, foram feitas medidas repetidas do espectro de emissão de uma fonte de sódio ^{22}Na , com um tempo de contagem suficiente para determinar a posição do pico de energia de 0,511 MeV. A fonte foi monitorada e fixa em 1900 Volts. A temperatura ambiente permaneceu em torno dos 20°C. Todos os espectros obtidos foram similares, sendo que a posição do pico de energia ficou entre os canais 53 e 56. (o multicanal foi programado para 512 canais). A fonte se mostrou estável durante todo o período da experiência.

Utilizando agora a fonte comercial (Fluke , mod. 415) que é geralmente utilizada em experimentos de correlação angular, repetimos as medidas nas mesmas condições anteriores. Não foi possível verificar com precisão a tensão de saída desta fonte, já que a mesma não possuía nenhuma outra saída para monitoramento. A posição do pico de energia localizou-se entre os canais 45 e 48. Nas figuras 5.18 (a) e (b) apresentamos uma comparação entre os espectros em energia (alturas dos pulsos anódicos) obtidos com a fonte de alimentação protótipo e a fonte comercial. Observamos que os resultados obtidos tanto com a fonte protótipo quanto com a fonte comercial apresentaram espectros típicos do ^{22}Na . O pico referente a 0,511MeV é claramente observado e corresponde à captura da energia total da radiação gama do ^{22}Na , e é conhecido como foto-pico. Estes resultados ilustram a qualidade de desempenho da fonte protótipo.

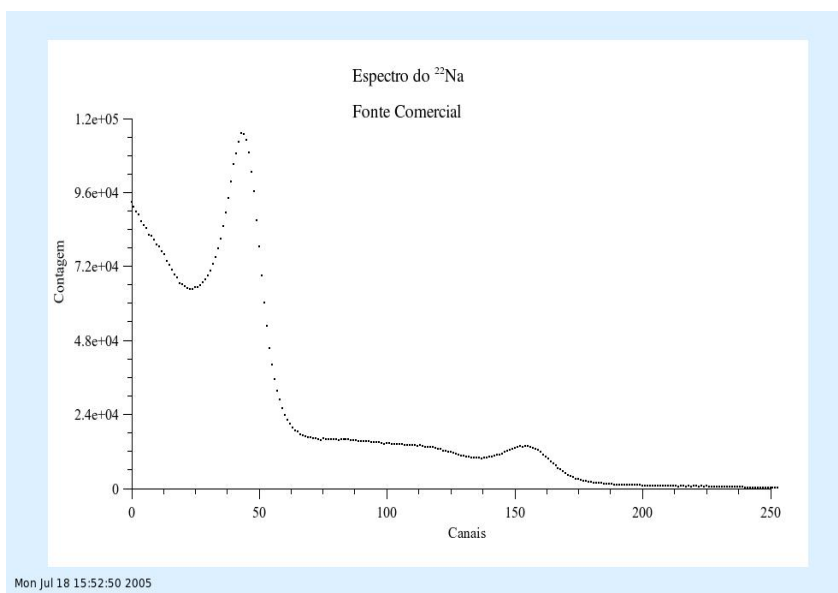
A resolução de energia de um detector é definida como [25]:

$$r = \Delta E / E_0 \quad (5.2)$$

onde ΔE é a largura à meia altura da distribuição dos valores assumidos pela energia medida, e E_0 é o valor mais provável da energia . As quantidades ΔE e E_0 são extraídas dos espectros em energia. A resolução de energia da combinação cintilador-PMT, utilizando tanto a fonte protótipo como a fonte comercial ficou em torno de 22 %.



(a)



(b)

Figura 5.18 – Gráficos dos espectros da fonte ^{22}Na para (a) fonte protótipo e (b) fonte comercial

Foram notadas pequenas diferenças entre os espectros que podem ser atribuídas tanto à alta tensão da fonte comercial como à do protótipo. Para a fonte comercial confiamos no valor de tensão que foi ajustado no painel, já que, nesta fonte, a tensão de saída não pôde ser monitorada.

Quanto à fonte protótipo, devemos levar em conta que ela está sendo alimentada por uma fonte de bancada de 12 volts substituindo a bateria. Qualquer ruído proveniente desta fonte de bancada, se refletirá na fonte de alta tensão.

Com estes testes, ficou assegurado que a fonte de alta é também adequada para ser utilizada em medidas de espectroscopia de radiação gama e possivelmente correlação angular.

5.5 Autonomia

A equação abaixo mostra como calcular o tempo de autonomia teórico da bateria.

Para o pior caso, que é quando a bateria estiver com 11 Volts (0,5A) de acordo com a tabela 5.1 e supondo que a bateria utilizada seja de 56 A h, temos então:

$$\text{Tempo} = (\text{A h}) / \text{Corrente} \quad (5.3)$$

$$\text{Tempo} = (56 \text{ A h}) / 0,5 \text{ A} = 112 \text{ horas}$$

5.6 Ensaios com o Transformador

Para se obterem os parâmetros do transformador são necessários ensaios em vazio e em curto-circuito. Os testes a vazio têm o objetivo de determinar parâmetros como a indutância de magnetização e a relação entre o número de espiras. Já os testes de curto-circuito determinam parâmetros como a indutância de dispersão e as capacitâncias entre enrolamentos e distribuída.

Para o levantamento dos testes foi utilizada um medidor RLC (HP mod. 4262A)

5.6.1 Testes a Vazio

O ensaio em vazio é um importante ensaio realizado nos transformadores, pois através dele se determinam a corrente em vazio e sua porcentagem da corrente nominal como também as perdas no transformador. Estes são importantes parâmetros, pois, transformadores com valores excessivos de corrente a vazio e de perdas no núcleo, sobrecarregam os sistemas elétricos desnecessariamente.

A) Medida da Indutância Total do Primário:

Com a ponte ajustada para medir indutância, conectam-se os terminais da ponte diretamente nos enrolamentos do primário. Os valores medidos na ponte corresponderão aproximadamente à indutância total do primário. Foi medida uma indutância de 3,42 mH.

A indutância total medida no secundário do transformador foi de 7,84H.

B) Medida da relação entre o número de espiras

Aplica-se uma tensão AC no primário do transformador e mede-se a tensão AC no secundário.

$$\text{Relação} = V_{\text{pri}} / V_{\text{sec}} = N_{\text{pri}} / N_{\text{sec}} \quad (5.4)$$

$$(\text{Relação})^2 = L_{\text{pri}} / L_{\text{sec}} \quad (5.5)$$

Utilizando-se a equação 5.5 obtivemos a relação de espiras de 1/67,7 e que conferiu com o determinado no capítulo 4, item 4.7.2.

5.6.2 Testes de Curto-Circuito

A) Medida da Indutância de Dispersão do Primário

A medida da indutância de dispersão foi feita colocando-se em curto o secundário do transformador e depois mediu-se a indutância no primário do transformador por meio da ponte RLC, conforme é mostrado na figura 5.19 [63]. O valor medido foi de 6,7 μ H.

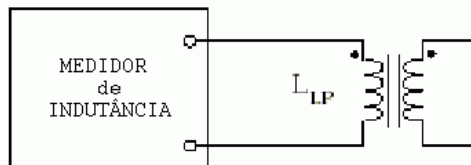


Figura 5.19 - Circuito para medir a indutância de dispersão.

B) Medida da Capacitância Entre os Enrolamentos

A capacitância entre os enrolamentos é medida curto-circuitando-se o enrolamento do primário, curto-circuitando-se o enrolamento do secundário e conectando entre a entrada e a saída a ponte RLC ajustada agora para medir capacitância conforme mostra a figura 5.20. O valor encontrado foi de 35pF [63].

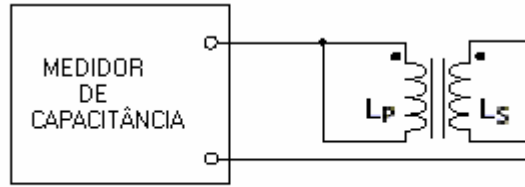


Figura 5.20 - Circuito para medida da capacitância entre enrolamentos.

C) Medida da Capacitância Distribuída

Uma das maneiras de se medir a capacitância distribuída é determinando primeiramente a indutância de magnetização do transformador (3,4mH), utilizando uma frequência reduzida (1kHz) para minimizar a influência da capacitância, considerando-se desprezível a indutância de dispersão. Em seguida pode-se determinar a frequência de ressonância através da resposta em frequência da entrada do transformador operando com o secundário aberto. Com os valores da frequência de ressonância e a da indutância de magnetização, pode-se determinar a capacitância distribuída pela equação 5.6. Aplica-se então a fórmula [64]:

$$C_D = 1 / \{ (2\pi \cdot F_r)^2 \cdot L_m \} \quad (5.6)$$

A capacitância distribuída estimada para a ressonância (12,2kHz), ficou em torno de 21,7pF no secundário, ou refletida no primário 99,5nF.

CONCLUSÃO

Foram apresentados os estudos, o desenvolvimento, a construção e os resultados preliminares de uma fonte de alta tensão desenvolvida no Laboratório de Eletrônica do CBPF e que alcançou plenamente seus objetivos.

Foi projetado e construído um protótipo, cujas medidas de caracterização foram apresentadas no Capítulo 5, juntamente com os resultados experimentais, que mostram que a fonte atende às especificações de projeto e está perfeitamente qualificada para alimentar os PMTs do tanque de testes do CBPF. Este fato foi comprovado, quando ligamos a fonte no tanque e realizamos testes de estabilidade e monitoramento do consumo e do ruído da fonte a plena carga.

As medidas de caracterização realizadas com cargas simuladas e com a base do PMT permitiram determinar as características principais do conversor: baixo ruído, alta estabilidade, baixo consumo, excelente regulação e um rendimento global de cerca de $\approx 84\%$. Contribuiu muito para isso, o uso do C.I. dedicado para conversores. Além disso, a portabilidade da fonte garante a aplicação em experimentos de campo.

A fonte também foi testada em um experimento de espectroscopia no Laboratório de Correlação Angular em que comparamos os resultados das medidas com uma fonte de alta tensão comercial e os resultados corresponderam às expectativas.

A otimização do consumo da fonte foi conseguida variando-se a frequência de operação do C.I. até alcançarmos a frequência de ressonância do transformador, onde as perdas no transformador são menores.

A complexidade do circuito ficou restrita ao mínimo indispensável, onde utilizou-se a maioria dos componentes populares e de baixo custo, de modo que a manutenção do equipamento seja também fácil e rápida.

Pode-se concluir que a fonte de alta tensão desenvolvida neste trabalho apresenta características satisfatórias, podendo ser utilizada tanto no âmbito da pesquisa fundamental quanto didático em laboratórios de física experimental.

Trabalhos Futuros

A título de perspectiva, este projeto pode ser aprimorado com pequenas melhorias que podem ser feitas na fonte com o objetivo de explorar melhor as potencialidades do equipamento tornando-o mais versátil, como por exemplo:

1 - A possibilidade de inversão da polaridade da fonte. Esta alteração já está sendo estudada e atenderia a outros tipos de experimentos que necessitem uma fonte de alimentação positiva e com características semelhantes;

2 - Criação da interface com o computador para o monitoramento das leituras das tensões e correntes de entrada e saída;

3 - Implementação digital de toda a lógica de modulação e controle, por meio de microcontroladores;

4 - Otimização do *lay-out*, aperfeiçoando a imunidade a ruídos;

5 - Utilização de componentes miniaturizados;

6 - Estudo da redução da ondulação de saída, através da utilização de filtros mais eficientes.

Referências Bibliográficas

- [1] Hamamatsu Photonics. <http://www.hamamatsu.com>
- [2] CBPF- <http://www.cbpf.br>
- [3] Pierre Auger Design Report, Fermilab (1997), www.auger.org/admin/DesignReport.
- [4] Molecular Devices and Tools for NanoTechnology.
<http://www.ntmdt.ru/SPM-Techniques/Principles>, acessado em Julho de 2005
- [5] E. Karlsson, E. Matthias, and K. Siegbahn, Perturbed Angular Correlations, (North-Holland, Amsterdam, 1968).
- [6] Edson Passamani Caetano: Estudo das Propriedades Magnéticas de Filmes Finos sob Forma, de Ligas e de Multicamadas, através da Espectroscopia Mössbauer do ^{57}Fe e ^{151}Eu - CBPF, Rio de Janeiro (1996).
- [7] Dalber Ruben Sánchez Candela : Magnetismo e Supercondutividade no Sistema $\text{TR}(\text{NiB})_n\text{C}$ ($\text{TR}=\text{Y, Er, Ho, Dy, Tb, Gd, Nd, Pr; } n=1,2$) – CBPF, Rio de Janeiro (1998)
- [8] Rogério M. da Silva. Digitalizador de Forma de Onda e Aquisição de Dados em um Detector de Radiação Cerenkov em Água. Tese de Mestrado, CBPF, Rio de Janeiro (2005).
- [9] B. Fick. Hybrid Performance of the Pierre Auger Observatory and Reconstruction of Hybrid Events. Proceedings of the 28th International Cosmic Ray Conference. Tsukuba, Japão, p.449-452, Julho (2003)

- [10] T.Suomijarvi. Surface Detector Electronics for the Pierre Auger Observatory. Proceedings of the 27th International Cosmic Ray Conference. Hamburgo, Alemanha, p.756-759, Agosto(2001).
- [11] P.O. Mazur at al. The Surface Detectors of the Pierre Auger Observatory. Proceedings of the 28th International Cosmic Ray Conference. Tsukuba, Japão, p.1037-1040, Julho (2003).
- [12] Lecroy – www.lecroy.com
- [13] EGG&ORTEC - 100 Midland Rd Oak Ridge TN 37830 USA – www.ortec-online.com
- [14] CAEN – www.caen.it/nuclear.
- [15] SDS, Service et Developpement Scientifique, 47 de Clisson 750113 Paris, France.
- [16] Philips – <http://www.philips.com>
- [17] Burle Industries Inc. – <http://www.burle.com>
- [18] Electron Tubes Inc. (ETL) - EMI <http://www.electrontubes.com>.
- [19] A Scientific Guide to Surface Mount Technology. Lea C, Electrochemical Publications, 8 Barns Street, Avr KA7 1XA, UK, 1988.
- [20] EMCO high Voltage Corporation www.emcohighvoltage.com
- [21] Matsusada Precision Inc. www.matsusada.com
- [22] The High Voltage Test Bench Characterization of Pre-Production Modules. M. Aglietta, W. Fulgione, F. Gomez, C. Morello, G. Navarra and C.Vigorito Nota

interna Auger. GAP 2003-021. <http://www.auger.org/reports/reports.html>, acessado em novembro de 2004.

- [23] Photonis, Avenue du Roncier, B.P.520, 19106 Brive Cedex, France.
<http://www.photonis.com>.
- [24] ON Semiconductor Inc. <http://onsemi.com>
- [25] Knoll, G. F., Radiation Detection and Measurement, 2nd ed., John Wiley & Sons, New York (1989).
- [26] Philips Photonics (Photonis). Photomultipliers Tubes, Principles & Applications. Philips (1996)
- [27] Tauhata, L.; Salati, I.P.A; Di Prinzio, R. e Di Prinzio, A.R.; Radiação e Dosimetria: Fundamentos, Instituto de Radioproteção e Dosimetria, Comissão Nacional de Energia Nuclear, 1999.
- [28] Hamamatsu Photonics. Photomultiplier Tubes, Construction and Operating Characteristics Connections to External Circuits (1998). <http://www.hamamatsu.com>.
- [29] Hamamatsu Photonics. Characteristics and Uses of Photomultipliers Tubes. Nota técnica n° 79-57-03 (1982).
- [30] I. Lhenry-Yvon et al., B. Genolini, T. Nguyen Trung. Surface Detectors Electronics of the Pierre Auger Observatory: Simulations on the Dynamic Range, IPNO DR-01-009 (2001)
- [31] B. Genolini, M. Aglietta, A. Creusot, W. Fulgione, F.Gomes, I. Lhenry-Yvon, C. Morello, G. Navarra, T. Nguyen Trung, J. Pouthas, T. Suomijarvi, C. Vigorito. Low Power High Dynamic Range Photomultiplier Bases for the Surface Detectors of the

Pierre Auger Observatory - Nuclear Instruments & Methods in Physics Research A 504 240-244 , (2003).

- [32] T. Suomijarvi. Surface Detector Electronics for the Pierre Auger Observatory. Proceedings of the 27th International Cosmic Ray Conference. Hamburgo, Alemanha, p.756-759, Agosto (2001).
- [33] B. Genolini, T.N.Trung, J. Pouthas, I.Lhenry-Yvon, E.Parizot, T. Suomijarvi. Design of the Photomultiplier Bases for the Surface Detectors of the Pierre Auger Observatory.
Nota interna Gap-2001-021. <http://www.auger.org/reports/reports.html>, acessado em Julho de 2004.
- [34] Philips Semiconductors. Switched Mode Power Supplies. Chapter 2, Power Semiconductor Applications application note Appchp2.pdf, <http://www.semiconductors.philips.com> , acessado em Julho de 2004.
- [35] Design of Solid-State Power Supplies – 2nd edition – Eugene R.Hnatek
Van Nostrand Reinhold Company (1981)
- [36] Mohan, Underland and Hobbins. Power Electronics, Converters, Applications and Design. John Wiley and Sons, Inc. 2nd Edition (1995).
- [37] Ralph E. Locher. Introduction to Power Supplies. National Semiconductor, Application Note 556 (1988).
- [38] J. A. Pomídio. Apostila de Fontes Chaveadas. Universidade Estadual de Campinas. <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/>, acessado em Abril de 2004
- [39] Switchmode Power Supply Reference Manual. ON Semiconductor Reference Manual. September (1999)

- [40] Lloyd H. Dixon, Jr. Switching Power Supply Topology Review, Unitrode-Application Notes. (2001), acessado no site de busca <http://www.google.com>. “slup067” em Julho, 2004.
- [41] Unitrode Inc. <http://www.unitrode.com>.
- [42] Sedra/Smith. Microelectronic Circuits. Oxford University, 4th Edition (1998).
- [43] Millman-Halkias. Integrated Electronics – Mc Graw-Hill (1972).
- [44] Andreycak, Bill. Practical Considerations in High Performance MOSFET, IGBT and MCT Gate Drive Circuits. Unitrode Corporation, Application Note U-137. Setembro, 1991. Acessado no site de busca <http://www.google.com>. “slup097” em Julho, 2004.
- [45] Oh, K.S. MOSFET Basics. Fairchild Semiconductor, application Note: AN9010, July (2000) <http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-9010.pdf> Acessado em Agosto, 2004.
- [46] John Mc Ginty – Designing with Low-Side MOSFET Drivers. Micrel, Inc. (1998) Application Note 24, <http://www.micrel.com/PDF/App-Notes/an-24.pdf>. Acessado em Agosto, 2004.
- [47] Alan Elbanhawy. A Simple Guide to Select Power MOSFETs. Revista Eletrônica EDN November 22, 2001. <http://www.edn.com/article/CA181947.html> Acessado em Agosto de 2004.
- [48] Microship Technology Inc. Matching MOSFET Drivers to MOSFETs. Application note: AN799, (2002).

- [49] Toshiba Semiconductors. Power Mosfet in Detail, Power Mosfets Handbook, http://www.semicon.toshiba.co.jp/eng/prd/tr/doc/db_bde0034a.html, acessado em Novembro de 2004.
- [50] Alfonso Martignoni. Transformadores. 8ª Edição. São Paulo. Editora Globo. (1991)
- [51] Magnetics Inc., Critical Comparison of Ferrites with other Magnetic Materials.(2001), Application Note: CG01p <http://www.mag-inc.com>, acessado em Março de 2004.
- [52] Keith H. Billings, Switchmode Power Supply Handbook , McGraw-Hill Inc., 1989.
- [53] Magnetics Inc., Magnetic Cores for Switching Power Supplies, (2000), <http://www.mag-inc.com/ps-02.pdf>, acessado em Março de 2004.
- [54] Magnetics Inc. Inverter Transformer Core Design and Material Selection, (1999), www.mag-inc.com/pdf/twc-s3.pdf , acessado em Março de 2004.
- [55] McLyman, Colonel W.T. Transformer and Inductor design Handbook. Dekker. N.Y, (1978).
- [56] Theodore F. Bogart, Jr -Dispositivos e Circuitos Eletrônicos Vol. 2, 3ª edição. Makron Books (2002).
- [57] Jim Lux – High Voltage Experiments Handbook <http://home-earthlinl.net/~jimlux/hv/hvmain.htm>, acessado em Abril de 2004.
- [58] Voltage Multipliers, Inc, Visalia, CA. www.voltagemultipliers.com, acessado em Abril de 2004.
- [59] EN 55022 (CISPR22); Information Technology Equipment – Radio disturbance characteristics –Limits and methods of measurement(1998). Acessado no site de busca <http://www.google.com>.(2005)

- [60] EN 55011 (CISPR 11); Limits and Methods of Measurement of Radio Disturbance Characteristics of Industrial, Scientific and Medical (ISM) Radio-Frequency Equipment.(1998) Acessado no site de busca <http://www.google.com> (2005)
- [61] FCC - Federal Communications Commission Part 18 – Industrial, Scientific, and Medical Equipment; http://www.atlasce.com/requirements/unitedstates/fcc_part_18, acessado em maio de 2005.
- [62] Spellman – High Voltage Electronics Corporation.
Standart Test Procedures for High Voltage Power Supplies.
Internet: www.spellmanhv.com, acessado em fevereiro de 2005
- [63] Midcom’s Tips for Transformer Modeling – Midcom Technical Note #82
- [64] Rhombus Industries Inc. www.rhombus-ind.com, acessado em fevereiro de 2005
- [65] Magnetics Inc., Power Design (2004)
www.mag-inc.com/pdf/2004_Design_Information.pdf
- [66] Erickson, R. W. , Fundamentals of Power Electronics. Chapman & Hall, N.Y., 1997.
- [67] Williams, B. W. High-Voltage High-Frequency Power-Switching Transistor module with Switching-aid-circuit energy Recovery. IEEE Proceedings, London, vol.131, Pt. B, n°1, p.7-12, Jan. 1984.
- [68] Produtos Thornton – Ferrites. <http://www.thornton.com.br/>, acessado em Março de 2005
- [69] Technotrafo Indústria e Comércio LTDA. <http://www.technotrafo.com.br>, acessado em Março de 2005
- [70] Durval, Sanches, Interferência Eletromagnética. Editora Interciência. Rio de Janeiro, 2003.

