63 ✓

ARQUITETURAS PARA FONTE DE MUITO ALTA
TENSÃO EM INSTRUMENTAÇÃO - ESTUDO COM
PARATIVO E PROJETO OTIMIZADO PARA O CASO
DE UM OSCILOSCÓPIO

BAKER JEFFERSON MASS

Dissertação apresentada à Escola
de Engenharia de São Carlos, da
Universidade de São Paulo, para
obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica.

São Carlos
Estado de São Paulo
Março/1985

ARQUITETURAS PARA FONTE DE MUITO ALTA
TENSÃO EM INSTRUMENTAÇÃO - ESTUDO COM
PARATIVO E PROJETO OTIMIZADO PARA O CASO
DE UM OSCILOSCÓPIO

BAKER JEFFERSON MASS

Orientador: JOCELYN F. BENNATON

DEDALUS - Acervo - EESC

31100035881

Dissertação apresentada à Escola
de Engenharia de São Carlos, da
Universidade de São Paulo, para
obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica.

São Carlos
Estado de São Paulo

Março/1985

ARQUITETURAS PARA FONTE DE MUITO ALTA
TENSÃO EM INSTRUMENTAÇÃO - ESTUDO COM
PARATIVO E PROJETO OTIMIZADO PARA O CASO
DE UM OSCILOSCÓPIO

"...Todo principiante tem muita dificuldade em se fazer notar aqui. Acabei um extenso tratado sobre certas classes de funções transcendentess... mas M. Cauchy não se dignou a olhá-lo..."

(Niels Henrik Abel. Carta a um amigo, c.1826)

INDICE

	página
In Memoriam	viii
Resumo	1
Summary	3
<hr/>	
1. Introdução	5
1.1 A Estrutura Típica Simplificada de um Osciloscópio	7
1.2 Uma Nota Histórica	11
2. Revisão da Literatura	14
2.1 Osciloscópios e Fontes de Alta Tensão	15
2.2 Osciladores Não Lineares	17
2.3 Transistores de Potência	18
2.4 Transformadores e Ferritas	19
2.5 Realimentação e Estabilidade	20
3. Uma Análise das Diferentes Concepções para MAT	22
3.1 Introdução	22
3.1.1 Baixas Tensões	22
3.1.2 Tensões Médias	22
3.1.3 Altas Tensões	22
3.1.4 Tensões Muito Altas	23

	iv
3.2 Considerações Preliminares	24
3.3 Distribuição de Tensões e Dimensionamento do Divisor de Tensão	27
3.4 Especificações da MAT	37
3.5 Análise Comparativa das Diferentes Arquiteturas...	43
3.5.1 Introdução	43
3.5.2 Um Teorema Auxiliar	48
3.5.3 As Principais Opções	49
3.6 Prós e Contras	72
3.6.1 A Crítica de Cada Arquitetura	72
3.6.2 Conclusão	98
 4. Fonte Linear Com Oscilador Harmônico de Potência ..	101
4.1 Introdução	101
4.2 O Oscilador Mais Adequado	101
4.3 O Oscilador de Coletor Sintonizado	106
4.4 A Análise Linear do Oscilador	111
4.5 Uma Análise Linear da Amplitude	120
4.5.1 Perdas no Divisor de Realimentação	120
4.5.2 Perdas no Filtro e no Multiplicador	122
4.5.3 O Papel do Transformador	127
4.5.4 A Alimentação do Oscilador.....	132
4.5.5 A Estrutura Física do Transformador	152
4.5.6 A Configuração do Transformador do Ponto de Vis ta de Circuito	155
4.5.7 A Escolha de Uma Frequência Preferencial	172

	v
4.5.8 Filtragem do Zumbido	176
4.5.9 Conclusões	182
5. A Escolha do Componente Ativo	183
5.1 Introdução	183
5.2 As Possíveis Opções	183
5.2.1 Transistor Bipolar ou MOSFET	187
5.2.2 A Posição dos Fabricantes de Osciloscópios ...	192
5.3 Características e Modelamento de um MOSFET de Po- tência	195
5.4 Modificações no Oscilador	200
5.5 Comentários Adicionais	209
6. Um Enfoque Não Linear Para o Oscilador	211
6.1 Introdução	211
6.2 O Oscilador de Coletor/Dreno Sintonizado	212
6.2.1 A Equação de Van Der Pol Generalizada	218
6.3 A Não Linearidade de um MOSFET de Potência	225
6.4 Soluções Periódicas - Análise Qualitativa	234
6.5 Solução Periódica - Análise Quantitativa	245
6.5.1 Funções Descritivas	246
6.5.2 Retratos de Fase	248
6.5.3 Solução Numérica	249
6.5.4 Conclusão	250

	vi
7. Circuitos de Regulação e Configuração Final	252
7.1 Introdução	252
7.2 Requisitos para Estabilidade	252
7.3 O Amplificador de Erro	254
7.4 Configuração Final da Fonte MAT	258
7.5 Conclusão	259
8. Resultados Experimentais e Comentários	261
8.1 Resultados Globais	261
8.2 Problemas Confrontados	262
8.3 Comentários Gerais	265
8.4 Sugestões Para a Continuação do Trabalho	266
Apêndice A - Considerações Adicionais sobre o Projeto do Divisor Resistivo para a Tensão do Anodo 2	269
Apêndice B - Teorema Fundamental	275
Apêndice C - Filosofia de Confiabilidade	278
Apêndice D - Tolerância da Tensão da Rede	287
Apêndice E - Súmula das Principais Vantagens e Desvantagens das Arquiteturas Analisadas	289
Apêndice F - A Configuração do Multiplicador de	

	vii
Tensão	296
Apêndice G - Teorema da Bifurcação de Hopf no Domí nio do Tempo em R^n	302
Referências	304

IN MEMORIAN DE KARL BRAUN E DENNIS GABOR

Karl F. Braun (Prêmio Nobel de Física de 1909) e Dennis Gabor (Prêmio Nobel de Física de 1971) contribuíram profundamente para o desenvolvimento da eletrônica, da instrumentação eletrônica, de osciladores e particularmente de osciloscópios.

Braun (1850 - 1917), alemão, graduou-se na Universidade de Marburg, tornando-se excelente físico experimental envolvido com problemas de medidas. Desenvolveu muitos instrumentos enquanto professor de várias universidades. Gabor (1900 - 1979), húngaro brilhante contribuiu para que o desenvolvimento de osciloscópios assumisse um caráter científico. Estudou na Universidade Técnica de Budapest, trabalhando em seguida como engenheiro elétrico até se transferir para o Imperial College de Londres.

Karl Braun não só inventou o osciloscópio em 1897 como aperfeiçoou vários protótipos que empregou imediatamente na medida de oscilações e formas de onda. Desenvolveu o primeiro retificador do estado sólido, antes mesmo da válvula, e possivelmente sem imaginar que os retificadores viriam libertar os osciloscópios do estágio primitivo e transformá-los em instrumentos fundamentais após Cockroft e Walton. Braun não apenas deixou seu nome associado à história da instrumentação, como foi sem dúvida um dos precursores da própria eletrônica. Concentrou esforços pioneiros também em

problemas de oscilações, tema de sua tese de doutoramento.

Dennis Gabor, extremamente ativo, acumulou mais de 100 patentes e vários livros e artigos escritos. Um reformista, preocupou-se seriamente com as consequências sociais da tecnologia, dedicando ao problema alguns de seus livros. Seu trabalho mais importante foi a introdução do conceito de holografia, uma técnica cada dia mais importante para instrumentação científica. Osciloscópios de alta velocidade constituíram também uma de suas áreas de pesquisa, bem como tema de sua tese de doutoramento. Refs. [55] , [173] , [56] , [61] , [188] .

RESUMO

A idéia central deste trabalho consiste na síntese de um sistema eletrônico destinado a gerar uma tensão contínua e estável de 2000 V para acelerar elétrons no tubo de raios catódicos de um osciloscópio. Todas as concepções alternativas são examinadas e avaliadas, sendo estabelecida a forma ótima ou quase ótima, que compreende um oscilador harmônico transistorizado alimentado por uma tensão contínua de nível baixo e cuja saída senoidal tem sua amplitude elevada através de um multiplicador de tensão Cockroft-Walton. De modo a obter alta regulação da tensão de saída o circuito é provido de realimentação degenerativa, com o sinal de erro agindo sobre o elemento ativo do oscilador. O componente ativo empregado é um transistor de efeito de campo de porta isolada, de geometria vertical (VMOS).

Para se estabelecer uma relação entre a amplitude das oscilações, a tensão final de saída e a variável de controle no elemento ativo, uma análise detalhada é levada a efeito; uma vez que o oscilador é intrinsecamente não linear, constituindo um caso particular do problema clássico de Van der Pol. Além disso, o transistor empregado é de concepção recente e suas características diferem das de um transistor convencional. A estabilidade do sistema é estudada e o desempenho de um protótipo é apreciado através de me

didat efetuadas.

SUMMARY

The central idea of this work is the synthesis of an electronic system for generating a continuous and stable voltage of 2000 V to accelerate electrons in the cathode-ray tube of an oscilloscope. All alternative concepts are examined and evaluated, the optimum or quasi optimum form being thus established. That comprises an harmonic transistor oscillator powered by a low level continuous voltage, the sinusoidal output of which has its amplitude upward shifted through a Cockroft-Walton voltage multiplier. In order to obtain high output voltage regulation the circuit is provided with degenerative feedback, with the error signal acting upon the active element of the oscillator. The active component employed is a power insulated gate field-effect-transistor of vertical geometry (VMOS).

To establish a relation between the amplitude of the oscillations, the final output voltage and the control variable in the active element, a detailed analysis is carried out since the oscillator is intrinsically nonlinear constituting a particular case of the classical Van der Pol problem. Furthermore the transistor employed is of recent concept, its characteristics differing from those of a conventional one. The system stability is studied and the performance of a prototype is appreciated through measure-

ments performed.

1 - INTRODUÇÃO

Esta dissertação trata da análise teórica e do desempenho experimental de um sistema eletrônico caracterizado na área de Instrumentação. O sistema, nominalmente "uma fonte de tensões elevadas para acelerar os elétrons no tubo de raios catódicos de um osciloscópio", é um órgão vital e imprescindível de um osciloscópio, sem o qual um osciloscópio não pode funcionar nem mesmo precariamente.

A preocupação pelo tema, em linhas gerais ocorreu ao autor durante o curso de graduação e amadureceu com a experiência profissional. Da mesma maneira o autor amadureceu a crença de que o desenvolvimento industrial, na forma moderna como é aspirado para o país, só pode ser atingido com a autosuficiência e o completo domínio dos meios, constituídos em grande parte pelos equipamentos e instrumentos, com os quais se realizam transformações materiais úteis. Equipamentos e instrumentos são freqüentemente complexos do ponto de vista técnico, constituindo uma tarefa importante para os responsáveis a sua concepção e aperfeiçoamento, o que só ocorre satisfatoriamente nos países de economia saudável. Para a maioria dos países menos desenvolvidos, por outro lado, gerar os próprios meios é uma questão fundamental, principalmente quando esses meios se traduzem por tecnologia avançada. Esse é o caso do Brasil.

Na esfera de Engenharia Eletrônica, Instrumentação

de Medidas é uma área que sem dúvida constitui um alicerce para a ciência e para a tecnologia. Um alicerce sem o qual o desenvolvimento em diferentes campos ficaria limitado ou mesmo impedido. Por sua vez, um osciloscópio é hoje um dos mais importantes instrumentos eletrônicos, sendo absolutamente indispensável em inúmeras áreas de atividade humana.

Apesar de que em várias partes do mundo o osciloscópio constitui objetivo de pesquisa e desenvolvimento, tanto em empresas como no meio acadêmico, a situação vigente é tal que somente alguns poucos fabricantes dominam a maior parte do mercado mundial, exportando tecnologia sofisticada e cara do Primeiro para o Terceiro Mundo. A situação do Brasil é de um mercado dominado por empresas estrangeiras no que se refere aos instrumentos de melhor qualidade, com a indústria nacional produzindo uma faixa extremamente limitada de produtos e com a universidade apenas começando a se interessar pela área de Instrumentação.

Dentro desse quadro global, os princípios gerais que nortearam esse trabalho podem ser expostos na seguinte forma sucinta:

- Contribuir para o desenvolvimento de uma área de Engenharia Eletrônica que este autor considera prioritária.
- Contribuir para o esforço no sentido de se dominar o "know-how" de um equipamento cuja tecnologia ainda é subdesenvolvida no país.
- Desenvolver e contribuir para o aperfeiçoamento de um cir

- cuito eletrônico (fonte de alta tensão) absolutamente vital para um osciloscópio e que é ao mesmo tempo de múltiplas aplicações e imprescindível em outras áreas.
- Tentar introduzir inovações positivas nesse terreno, desenvolvendo ao mesmo tempo um tratamento teórico adequado e de valor acadêmico.

Nesse ponto é útil apenas para referência, uma descrição abreviada da organização e do funcionamento de um osciloscópio, já que a literatura com descrições detalhadas é ampla e inclui textos clássicos como por exemplo Czech(1965) [40], Oliver & Cage (1971)[139] e Herrick(1972) [80].

1.1 A Estrutura Típica Simplificada de um Osciloscópio

O osciloscópio pertence à importante família dos instrumentos que empregam tubos de raios catódicos, uma classe de ampla utilização e em contínua expansão em razão de sua elevada flexibilidade para gerar imagens de alta resolução. A estrutura de um osciloscópio apresenta forte semelhança com a de um refletômetro, de um analisador de espectro, de um traçador de curvas e de outros instrumentos, o que leva alguns autores a considerar diferentes instrumentos de tubos de raios catódicos como osciloscópios especiais [139].

A função de um osciloscópio é representar numa tela o gráfico cartesiano de qualquer variável física cujo com

portamento temporal possa ser retratado pelo comportamento - de uma tensão elétrica. A tela é a face dianteira, em geral plana, de uma cápsula de vidro hermética chamada tubo de raios catódicos (TRC), no interior do qual há um filamento aquecido que emite elétrons formando um feixe que incide num ponto da face interna da tela. Cada um dos elétrons, que são acelerados eletrostaticamente, pode liberar um ou mais fótons do material fosforescente que recobre a parede interna, de tal forma que o ponto de incidência torna-se visível para um observador externo. O fluxo e a trajetória dos elétrons são controláveis, podendo-se forçar o ponto de incidência a coincidir com qualquer ponto da tela. O ponto de incidência não pode mudar de coordenadas sem descrever uma trajetória, que se torna visível se a velocidade instantânea do ponto for adequada, tanto devido à persistência do material fosforescente como devido à retenção de imagens no olho humano.

A trajetória dos elétrons no TRC é controlada através de dois pares de placas que causam deflexões eletrostáticas no feixe. Um par de placas produz deflexões horizontais e o outro deflexões verticais. Com a convenção usual de que na tela um eixo horizontal contém os valores da variável tempo e um eixo vertical contém os valores da variável física - de interesse, podemos deslocar o ponto de incidência forçando-o a assumir qualquer par de coordenadas. Em funcionamento normal o que se faz é forçá-lo a descrever uma trajetória visível análoga ao gráfico cartesiano da variável de inte-

resse. Como as dimensões da tela são limitadas, só podemos construir um pedaço do gráfico, o que explica porque razão o osciloscópio é um instrumento mais adequado (mas não restrito) à análise de sinais periódicos.

O sinal (tensão elétrica) a ser apresentado na tela é aplicado às placas de deflexão vertical passando antes pelo Amplificador Vertical (ver Fig. 1.1) para que seja ampliado o suficiente. Para que a relação funcional entre as coordenadas do ponto seja a mesma que existe entre o sinal de interesse e o tempo, aplica-se às placas de deflexão horizontal uma tensão que cresce linearmente com o tempo (rampa). Esse sinal horizontal é periódico, com o intervalo linear ocupando a maior parte do período, o restante sendo gasto no retorno à origem para que outra rampa possa iniciar. A periodicidade é necessária para que na tela sejam apresentadas sucessivamente imagens idênticas produzidas por segmentos capturados sempre na mesma posição relativa em cada período do sinal de interesse, que consideramos por hipótese periódico. A repetição de imagens idênticas proporciona ao observador uma figura estável por efeito estroboscópico.

O sinal horizontal é gerado por um circuito interno chamado Base de Tempos e passa pelo Amplificador Horizontal antes de ser aplicado às placas correspondentes, já que estas também demandam uma ampliação conveniente. Para que a rampa de tensão horizontal principie sempre que iniciar um novo segmento de interesse no sinal vertical, o Circuito de Disparo vigia o sinal vertical amplificado e ao detectar uma ocorrência

Fig.1.1. Diagrama de Blocos Simplificado de um Osciloscópio.

rência, faz através de um pulso, com que a Base de Tempos -
dispare.

Não só para garantir linearidade, mas para evitar-
que surja na tela alguma imagem que não corresponda à parte
escolhida do sinal externo, o Circuito Apagador anula a in-
tensidade do ponto, tornando-o invisível toda vez que e du-
rante todo o tempo em que o sinal da Base de Tempos deixar
de ser uma rampa com coeficiente positivo. O Circuito Apaga-
dor que age sobre a grade instalada no interior do TRC, é
ativado pela própria Base de Tempos, devendo fazer a intensi-
dade do ponto recuperar seu nível normal toda vez que uma no-
va rampa iniciar.

Cada bloco funcional de um osciloscópio é suprido
pela Fonte de Alimentação com uma tensão contínua de no máxi-
mo algumas dezenas de Volts. O TRC é, além disso, alimentado-
pela Fonte de Alimentação de Muito Alta Tensão (MAT) que for-
nece tensão contínua de alguns milhares de Volts para, prin-
cipalmente, criar um campo eletrostático que acelere os elé-
trons em direção à tela.

1.2 Uma Nota Histórica

O osciloscópio surgiu em 1897 como uma consequên-
cia das pesquisas com raios catódicos que eram então pouco
conhecidos. O homem que o inventou, K.F. Braun, introduziu -
algumas melhoras até a primeira década deste século [173],
mas a transformação do osciloscópio num instrumento de amplo

uso só ocorreu após o conceito de amplificação eletrônica se tornar realidade com a invenção da válvula em 1907. Em 1922 surgiu o primeiro osciloscópio portátil [173], e daí até o final da Segunda Guerra Mundial o osciloscópio foi bastante aperfeiçoado, no que tiveram um papel relevante algumas companhias americanas (Dumont, RCA e General Radio). O desenvolvimento do radar deu um impulso adicional ao aperfeiçoamento dos tubos de raios catódicos e após a Segunda Guerra mundial os progressos foram enormes. Uma das principais causas foi a introdução de componentes semicondutores a partir de 1948, com a invenção do transistor. Algumas indústrias dedicadas como a Hewlett-Packard e a Tektronix nos EUA, a Schlumberger na França e a Philips na Holanda, converteram o osciloscópio através de um aperfeiçoamento contínuo, num instrumento preciso, versátil e confiável. Osciloscópios de excelente qualidade são hoje em dia projetados e fabricados nos EUA, França, Holanda, Japão, Hungria, URSS e China, mas osciloscópios menos sofisticados são produzidos em inúmeros outros países.

Nos primeiros osciloscópios a geração de MAT era através de baterias ou geradores eletromecânicos tipo Töpler [173]. Os níveis de tensão eram bastante elevados, chegando a 50000 Volts, e os geradores de Töpler eram insatisfatoriamente instáveis. Em 1932 J. Cockroft e E. Walton, do famoso Laboratório Cavendish da Universidade de Cambridge conceberam o multiplicador de tensão a diodos e descortinaram uma nova possibilidade para a obtenção de MAT [34].

Até meados da década de 30 foram empregados vibradores eletromecânicos operando com frequências da ordem de 100 Hz para elevar o nível de uma tensão contínua [199], de maneira semelhante aos modernos conversores e fontes comutadas. A partir de 1941 os multiplicadores Cockroft-Walton foram definitivamente incorporados, devido em parte a uma análise clássica de seu funcionamento realizada por D.L. Waidelich [219]. A introdução de semicondutores melhorou tremendamente a geração de MAT, principalmente em eficiência, confiabilidade e custo. Até o presente vários avanços significativos ocorreram com os componentes eletrônicos ativos relacionados com MAT, dos quais os mais importantes foram a introdução do transistor de potência de germânio no início da década de 50 [53] e a introdução do transistor de potência de silício no final da mesma década [53]. A introdução do FET de potência em meados da década de 70 [141] apresenta novas perspectivas, incluindo a de uma integração [110] total ou quase total, pela qual o osciloscópio do futuro certamente passará [145].

2 - Revisão da Literatura

Da mesma forma como na maioria das diferentes áreas da ciência e da tecnologia, a literatura disponível (no Brasil) especificamente sobre osciloscópios é predominantemente em língua inglesa. Isso se justifica principalmente porque a indústria de osciloscópios nasceu e teve um grande desenvolvimento no ocidente, onde o inglês é língua franca. Além disso, empresas americanas não só tiveram um papel histórico relevante no aperfeiçoamento do osciloscópio como detêm atualmente uma parcela ponderável do mercado mundial.

A elevada monopolização da tecnologia dos osciloscópios contribui muito para que a literatura disponível seja escassa, fracionada e não acadêmica. Uma boa parte dessa literatura tem origem nos fabricantes, limitando-se a descrever modos de operação e aplicações, sem naturalmente esmiuçar detalhes tecnológicos, principalmente os mais recentes. A situação é algo diferente em países socialistas como a União Soviética e a China onde também são fabricados osciloscópios de alto desempenho [1] [208] mas, compreensivelmente, a literatura correspondente não é para nós de acesso imediato.

O natural desdobramento do problema central desse trabalho em problemas específicos, exigiu uma literatura necessariamente desconexa em alguns pontos, sendo conveniente

uma revisão por partes, com as referências divididas em cinco grupos:

- Osciloscópios e Fontes de Alta Tensão;
- Osciladores Não Lineares;
- Transistores de Potência;
- Transformadores e Núcleos de Ferrita;
- Realimentação e Estabilidade.

2.1 - Osciloscópios e Fontes de Alta Tensão

A estrutura e o funcionamento dos osciloscópios são tratados em diversos livros de instrumentação e medidas, alguns de bom nível como [80], do qual quase 25% são dedicados ao assunto, ou [139] que contém uma descrição relativamente atualizada. Não obstante, a maioria dos textos é mais ou menos superficial e o trabalho mais importante continua sendo o de Czech[40] por ser um volume dedicado inteiramente a osciloscópios, ainda que esteja hoje um tanto desatualizado em termos de componentes. Após o sucesso de Czech surgiu nos EUA uma importante série editada pela Companhia Tektronix focalizando problemas de medidas com instrumentos de TRC. Diversos volumes são dedicados aos diferentes blocos funcionais de um osciloscópio, sendo um deles dedicado exclusivamente a fontes de alimentação [8]. Nesse aspecto é mais completo que o texto de Czech, mas sobre MAT suas informações são mais qualitativas e menos quantitativas.

Alguns trabalhos mais ou menos recentes podem ser encontrados em periódicos de eletrônica e instrumentação, mas em geral trata-se de aplicações especiais com condições de contorno diferentes das de um osciloscópio. Com poucas exceções o problema central nesses trabalhos não é de otimização e muitas opções são feitas sem maiores justificativas, o que não chega a diminuir sua importância.

Nessa categoria dois trabalhos fundamentais são o de Secker [171] que apresenta importantes expressões para o rendimento de multiplicadores de tensão, e o de Lin & Chua [107] que constitui uma análise rigorosa de diferentes topologias para multiplicadores de tensão.

Especificamente sobre fontes de alimentação, o livro de Towers [207] é bastante útil, descrevendo inúmeros circuitos realísticos de baixa tensão, o que contribuiu para chegar à concepção final do bloco MAT. Contém um capítulo sobre fontes de alta tensão além de informações sobre construção, medidas e manuseio.

Uma medida indispensável e que foi tomada para a consecução desse trabalho é o estudo de diferentes manuais [195]-[85], etc.

2.2 - Osciladores Não Lineares

A teoria clássica de osciladores e sistemas não lineares é coberta de forma satisfatória por muitos autores. Para este trabalho recorreu-se principalmente a Minorski [126] por ser um dos mais completos e de fácil acesso; Siljak [179] e Netushil [137] por serem atualizados e compreensíveis, e Shinnars [174] por apresentar um tratamento pragmático e moderno de funções descritivas. Por outro lado, são poucos os livros com texto exclusivamente sobre osciladores eletrônicos, menos ainda os que contém um tratamento amplo, rigoroso e atualizado. Uma boa parte dos trabalhos a respeito de osciladores eletrônicos sob enfoque não linear encontra-se espalhada em periódicos e dissertações aguardando uma unificação do assunto. Os livros de Burian Jr. [26], Clarke & Hess [33] e Kontorovich constituem exceções nos quais o ponto de vista de circuitos é explorado. O livro de Burian Jr. é um texto excelente e muito útil apesar da linguagem sintética empregada pelo autor que força o seu estudo numa velocidade reduzida. O livro de Clarke & Hess já se tornou um clássico e apesar de orientado para circuitos de comunicações, seu tratamento de osciladores é muito bom e atualizado. São ainda relevantes e dignos de nota o livro clássico de Davis sobre equações diferenciais não lineares e as comunicações re

centes de Mees & Chua [120] e Vannerson & Smith [213]. Mees & Chua aplicam teoria da bifurcação ao problema de polarizar o componente ativo num oscilador. Vannerson & Smith empregam um filtro de variáveis de estado para obter melhor estabilidade de amplitude.

2.3 - Transistores de Potência

Sobre esse assunto a literatura é predominantemente não acadêmica. Um dos textos mais importantes [160] é um dos volumes de uma série sobre circuitos eletrônicos e eletrônica de potência lançada em 1969 pela companhia RCA nos EUA. Desse volume aproximadamente 20% (um capítulo) é dedicado a transistores de potência. Outros tantos 20% são dedicados a retificação, conversão e regulação de tensão. O capítulo sobre transistores de potência é muito bom, analisando-os sob o ângulo de pequenos e grandes sinais, comportamento não linear, máxima dissipação de potência, etc. O essencial de seu conteúdo pode ser encontrado e complementado em outros volumes da mesma série, e.g. [162] e [161], ou em notas de aplicação, mas apesar de ser uma referência indispensável não trata dos desenvolvimentos mais recentes como transistores de chaveamento rápido, Darlingtonos ou FETs de potência.

Como FETs de potência são componentes de introdução recente, toda a literatura relevante foi publicada em periódicos nos últimos anos e os poucos livros editados a res-

peito e.g. [185] - [58] nada ou quase nada acrescentam. Dignos de mencionar aqui são os trabalhos de Rossel et alii [165] Mok & Salama [129], Tihanyi et alii [206] e Hebenstreit [78], todos particularmente úteis pelo modelamento e pelos circuitos equivalentes apresentados. Por último, um trabalho recente de Colman [35] da companhia Texas Instruments acrescenta subsídios para julgar o mérito de transistores de potência bipolares em comparação com FETs.

2.4 - Transformadores e Ferritas

Transformadores e circuitos magnéticos têm um tratamento clássico comum em vários livros, mas as referências a respeito de transformadores exclusivamente para eletrônica, empregando materiais magnéticos modernos, constituem um conjunto bem restrito. Fazem parte desse conjunto Grossner [71] que discute muitos aspectos tecnológicos da construção de transformadores para circuitos eletrônicos e Morrison [131] que contém um enfoque do problema de isolamento. Landee et alii [104] desenvolvem uma importante expressão para as capacitâncias parasíticas entre enrolamentos e entre espiras.

De uma forma geral ferritas são tratados como assunto tecnológico e não acadêmico e exceto no que diz respeito a aplicações em microondas a literatura sobre ferritas é bastante insatisfatória. Os raros livros que discorrem sobre

o assunto voltam-se mais para os problemas de fabricação e da estrutura microscópica dos materiais. Por outro lado, uma série de artigos de bom nível sobre ferritas em circuitos de baixa frequência pode ser encontrada em alguns números de Mullard Technical Communications, e.g. [14] .

A seção dedicada às ferritas por Giacoletto em seu manual [63] é útil, mas fora isso não há como dispensar a literatura originada nos fabricantes. Desta, duas das mais importantes referências em nosso meio são os manuais da companhia Philips [151] e da companhia Siemens [175] e [176] .

2.5 - Realimentação e Estabilidade

A literatura de que trata esta seção refere-se principalmente à regulação da tensão de saída MAT e portanto engloba os problemas de estrutura de reguladores e o emprego de componentes e circuitos para implementá-los. Muito pouco foi escrito até hoje sobre a solução do problema de estabilidade de reguladores MAT, de modo que o assunto foi estudado reunindo-se a teoria clássica da estabilidade e textos que tratam de circuitos eletrônicos de regulação. Do ponto de vista da teoria clássica da estabilidade, Shinnars [174] e Ogata [138] são bastante úteis, sendo que Ogata inclui um bom capítulo sobre espaço de estados.

O livro de Roberge [164] é relevante por analisar a estabilidade de sistemas lineares e não lineares em co

nexão com amplificadores monolíticos os quais são adequados para realimentação de erro em reguladores. Vander Kooi

[210] contém material de proveito sobre o funcionamento e aplicações de reguladores monolíticos. Diferentes configurações de fontes de alimentação são analisadas em duas referências quase indispensáveis: Hayden & Giacoletto [77] e Waugh [221] .

3 - Uma Análise das Diferentes Concepções para MAT

3.1 - Introdução

A título de introdução deve-se considerar que em engenharia eletrônica não há, com relação a tensões ou faixas de tensões contínuas, uma convenção que defina precisamente o que implica a expressão "muito alta tensão"; há, no entanto, uma certa coerência na literatura, de acordo com a qual se pode estabelecer sem rigor a seguinte classificação:

3.1.1 Baixas Tensões - Tensões da ordem de 10 Volts, particularmente tensões menores ou iguais a 5 Volts. São as tensões normalmente empregadas para excitar, alimentar ou polarizar componentes eletrônicos ativos, tipicamente transistores e circuitos integrados.

3.1.2 Tensões Médias - Tensões de dezenas de Volts empregadas na alimentação de dispositivos eletromecânicos, alguns componentes especiais, testes de semicondutores, etc. Nessa classe são incluídas as saídas nominais da maioria dos reguladores monolíticos.

3.1.3 Altas Tensões - Tensões de centenas de Volts, até aproximadamente 1000 Volts. Empregadas para alimentar amplificadores horizontais, componentes eletromecânicos, tubos de raios catódicos de baixo desempenho, etc.

3.1.4 Tensões Muito Altas - Tensões de uma forma geral maiores que 1000 Volts. São Também chamadas "extra altas tensões", do inglês "extra high tension" (EHT) ou "muito altas tensões", (MAT), provavelmente do francês "très haute tension" (THT).

A expressão muito alta tensão (MAT) é, em nosso país, largamente empregada na literatura relativa a televisão [6], e por ser familiar e usual será a sigla empregada nesse trabalho. Para os tubos de raios catódicos (TRC) de osciloscópios de boa qualidade as tensões de aceleração são geralmente da ordem de 2 KV a 4 KV para tubos mono aceleradores e bem maiores para tubos com aceleração pós-deflexão, atingindo aproximadamente 30 KV. Além do emprego em osciloscópios e instrumentos correlatos, as fontes tipo MAT são imprescindíveis em vários instrumentos eletrônicos e eletroópticos como fontes de luz coerente (laser) [202], equipamento de raios-X, intensificadores de imagens, fotomultiplicadores, detetores de radiação e de partículas, microscópio eletrônico de varredura, etc. São fabricadas também fontes MAT de tensão variável, para aplicações especiais em laboratório. São instrumentos importantes, que envolvem bastante tecnologia, com preços normalmente altos. No Brasil são importados, mas sua nacionalização não constitui barreira intransponível já que apresentam estrutura semelhante a das fontes MAT para osciloscópios.

3.2 - Considerações Preliminares

A idéia mais natural para uma fonte de tensão é o arranjo clássico constituído de transformador, retificador, filtro e regulador. Não obstante, quando a fonte é uma fonte especial, como as MAT, outros arranjos são possíveis ou preferíveis, apesar de todos os arranjos terem pontos em comum.

Evidentemente, a melhor maneira de otimizar a seção MAT de um osciloscópio é analisar comparativamente as vantagens e desvantagens de cada esquema possível, principalmente porque a literatura não contém nenhum estudo dessa natureza.

Nos instrumentos reais encontra-se todo tipo de configuração MAT e mesmo predominando certas semelhanças, não se pode dizer que haja homogeneidade. Além disso, se alguma otimização existe, trata-se necessariamente de uma otimização para condições de conterno particulares, justificando-se esse trabalho na pior hipótese pela necessidade de se dominar a técnica de otimização. Há instrumentos nos quais a MAT é obtida por retificação direta da tensão da rede [8] ; há instrumentos que empregam osciladores de bloqueio para elevar a tensão [106], outros empregam osciladores Hartley [8], outros empregam conversores comutados [193] e assim por diante.

A análise comparativa depende das características que deve ter a fonte que se pretende projetar. Para esse tra

balho será considerado um TRC tipo DG 13/32 fabricado pela Philips Groeilampenfabrieken da Holanda. Trata-se de um tubo monoacelerador, de sensibilidade baixa, que requer 2000 V para a aceleração e cuja escolha deveu-se exclusivamente à disponibilidade de duas unidades sem uso no Depto. de Eletricidade da Escola de Engenharia de São Carlos.

Se por um lado é necessário ter em mãos alguns dados de partida para o presente trabalho, por outro lado as idéias centrais e a metodologia desenvolvidas nessa dissertação não dependem fundamentalmente do TRC, sendo aplicáveis para tipos diferentes do DG 13/32.

Os dados fornecidos pelo fabricante do DG 13/32, reunidos na Tabela 3.1, são bastante sucintos, não incluindo a corrente de feixe que é um parâmetro importante. Medir a corrente de feixe não é fácil porque o tubo precisa estar operando normalmente e para isso é necessário uma fonte MAT o que nos leva a um ciclo fechado já que precisamos saber que corrente será drenada dessa fonte, pois em se tratando de milhares de Volts, as potências em jogo podem facilmente tornar-se proibitivas.

Esse fato ressalta a necessidade de se iniciar o projeto de um osciloscópio pela fonte MAT caso não exista uma previamente disponível e de se iniciar o projeto de uma fonte MAT estabelecendo pelo menos a ordem de grandeza das correntes de feixe se estas não forem conhecidas de antemão.

Tabela 3.1 Dados Técnicos do Tubo Philips DG 13/32 *

Cor	Verde Amarelado
Persistência	Média
Aquecimento	6,3 V e 600 mA DC ou AC
Comprimento Total	$375 \pm 9,5$ mm
Comprimento do Feixe	238 mm (máx.)
Diâmetro da Tela	$133 \pm 2,4$ mm
Raio de Curvatura da Tela	610 mm
Pinos	12
Ângulo Entre X e Y	$90^\circ \pm 1^\circ$
Tensão de Aceleração	2000 V, V_{g4} e V_{g2}
Tensão de Focalização	340 V - 640 V, V_{g3}
Tensão de Corte na Grade	90 V (mín.), V_{g1}
Coeficiente de Deflexão Horizontal..	22 V/cm a 30 V/cm
Coeficiente de Deflexão Vertical....	18,2 V/cm a 24,2 V/cm

* Philips Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, Holanda - Philips Data Handbook - Electron Tubes, Part 5. Eindhoven, Holanda, Philips, 1972.

O objetivo neste capítulo é uma análise comparativa das diferentes arquiteturas para uma fonte MAT, mas é necessário antes preparar o terreno, delineando-se tanto quanto possível as condições de contorno, ou seja, regulação, estabilidade, potência consumida, confiabilidade, etc. Devido a escassez de dados do fabricante, adquiriu importância para esse trabalho uma estimativa prévia da corrente de feixe.

Conseqüentemente, toda a distribuição de níveis de tensão e o dimensionamento do divisor de tensão da MAT são apresentados antes das considerações sobre regulação, etc., e antes também da análise principal.

3.3 - Distribuição de Tensões e Dimensionamento do Divisor de Tensão

Essencialmente, a distribuição de tensões é obtida dos dados do fabricante e pode ser apreciada nas Figuras 3.1 e 3.2, mas como é necessário para uma das grades uma tensão ajustável da ordem de 1,5 kV, o papel dos componentes passivos adquire suma importância exigindo um projeto mais elaborado e cuidadoso. Isso é válido para qualquer tipo de fonte MAT e revela ser um problema não trivial para osciloscópios com tensões de aceleração de dezenas de quiloVolts. Para uma fonte de 1,5kV Bell [16] considera a estabilidade dos divisores como sendo um dos problemas mais importantes, que atacou selecionando resistores de um mesmo lote e mantendo-os em óleo para minimizar as diferenças de temperaturas .

Fig. 3.1. Diagrama de um TRC Philips DG13-32.

Centro e de Giorgi 28 descrevem um divisor resistivo para MAT construído recentemente com película grossa e ajustado com laser. Trata-se de um divisor fixo cujo desempenho não pode ser reproduzido por um divisor variável, mas que dá uma idéia do problema. Um divisor variável tem necessariamente que ser mais relaxado e em nosso caso há a limitação adicional dos componentes disponíveis no mercado. Quando se deseja o melhor desempenho a qualquer preço emprega-se os melhores resistores possíveis. Bird (1982) [17] por exemplo, empregou resistores de alta estabilidade de óxido metálico - no divisor ajustável de uma fonte MAT para fotomultiplicadoras. Por outro lado, para um instrumento para o qual pelo menos em princípio aspira-se a fabricação em série, a utilização de componentes convencionais não só apresenta várias vantagens, como é praticamente mandatória. Essa é a diretriz do dimensionamento exposto a seguir.

As tensões de elétrodos são sempre citadas pelos fabricantes em relação ao cátodo. Contudo, num instrumento destinado a ser freqüentemente manuseado, é desejável ter a maior parte possível do circuito operando com tensões iguais ou pelo menos próximas da terra, ou ainda do potencial do chassi.

Assim, em osciloscópios o primeiro e o terceiro-ânodos estão quase no potencial terra. O filamento, a grade e o cátodo são negativos em relação à terra de 500 V a 2500 V. O eletrodo de focalização deve estar positivo de 200 V a 300 V em relação ao cátodo. No caso do tubo DG13/32

tem-se a situação da Fig. 3.1.

O valor exato da tensão de grade depende de cada aplicação e deve ser determinado experimentalmente em condições de pleno funcionamento [30]. Como a tensão de grade é da ordem de grandeza da tensão de alimentação de amplificadores de deflexão, é preferível obtê-la fora do circuito MAT, por exemplo a partir da fonte de alimentação geral do osciloscópio. Dessa forma o circuito da grade carrega menos o circuito do ânodo, o que é também coerente com a tendência a se distribuir a alimentação nos instrumentos modernos empregando-se reguladores monolíticos [85].

A tensão de ânodo 2 é no entanto, muito elevada e deve ser obtida a partir da tensão de cátodo através de um divisor resistivo, o que não só é possível como recomendável [153] já que a corrente drenada pelo ânodo 2 é desprezível [30].

A Fig. 3.2 mostra a distribuição das tensões e deixa claro que, pelo menos em princípio, só temos que nos preocupar com a corrente de feixe e com a corrente do divisor resistivo. O fabricante do DG 13/32 não fornece a corrente de feixe e as informações sobre correntes de feixe de outros TRC são também limitadas ao mínimo. Sucede que a corrente de feixe de um TRC é normalmente difícil de ser medida mesmo para o fabricante [153] [149], e conseqüentemente a literatura em geral esclarece pouco sobre esse aspecto. Para quase todos os tubos monoaceleradores da

Fig.3.2. Esquema da Distribuição de Tensões e Cargas da MAT.

Philips é citada indiretamente uma corrente de feixe de $10\mu\text{A}$, o que é reforçado por dados fornecidos pela Tektronix [194] . Algumas fontes situam o valor máximo para correntes de feixe em torno de uma ou duas centenas de microAmpères [30] , [218] , mas de uma forma mais ou menos indireta quase todas as referências mencionam valores típicos de $10\mu\text{A}$ a $20\mu\text{A}$ para a corrente de feixe de um tubo monoacelerador. A corrente de cátodo pode ser considerada tipicamente 10 vezes maior que a corrente de feixe [194] , variando com a tensão de grade.

A corrente que circulará pela MAT será a corrente de cátodo, mas para ter-se uma ampla margem de segurança, uma escolha razoável é considerar uma corrente de feixe de $15\mu\text{A}$ adicionada a uma corrente de cátodo dez vezes maior, além da corrente do divisor de tensão. Teríamos $165\mu\text{A}$ mais a corrente do divisor, que pode ser da ordem de $50\mu\text{A}$ a $100\mu\text{A}$ [30] . Resta delimitar melhor esse valor.

Uma análise simples mostra que para os valores limites escolhidos para a corrente do divisor, a resistência nominal do potenciômetro deve estar entre $3\text{ M}\Omega$ e $6\text{ M}\Omega$, com uma queda de 300 V entre os terminais fixos. O potenciômetro do divisor (focalização) deve ser de carbono uma vez que este é o único tipo que reúne todas as seguintes características: disponibilidade, altos valores nominais na casa de $\text{M}\Omega$ e capacidade de suportar as tensões necessárias, da ordem de centenas de Volts. A desvantagem dos potenciômetros de carbono é sua tolerância muito ampla ($\pm 20\%$). O fato de

que mesmo os potenciômetros de carbono raramente atingem 10 M Ω , a necessidade de suportar alta tensão, além de considerações sobre a máxima dissipação permissível tornam estreita a margem de escolha do potenciômetro do divisor, forçando o dimensionamento do resto do divisor em função dessa escolha.

Uma inspeção dos catálogos de fabricantes que seguem normas da IEC sugere que a escolha pode ser feita dentre os modelos das séries CP 16 ou CP 23 da Philips [150] ou similares, sendo preferencial o tipo Philips 2322350 (ou similar) por suportar 500 Vdc até 70° C e suportar até 250 mW (opção linear), o que é suficiente para adicionar confiabilidade ao divisor (ver Apêndice), sem impor um custo desnecessário. Os valores nominais existentes são 1 MOhm, 2,2 MOhms e 4,7 MOhms.

Podemos escrever as seguintes expressões:

$$\frac{2000}{R_A + R_P + R_B} \cdot R_A = 1360 \quad (3.1)$$

$$\frac{2000}{R_A + R_P + R_B} \cdot R_B = 340 \quad (3.2)$$

De onde podemos expressar R_A e R_B em função de R_P :

$$R_A = \frac{68}{15} \cdot R_P \quad (3.3)$$

$$R_B = \frac{17}{15} \cdot R_P \quad (3.4)$$

Em vista dos valores disponíveis para o tipo de potenciômetro escolhido, torna-se necessário considerar $R_P = 4,7 \text{ M}\Omega$, caso contrário teríamos uma corrente de divisor muito acima do máximo estipulado.

$$\text{Para } R_P = 4,7 \text{ M}\Omega$$

$$R_A \approx 21,3067 \text{ M}\Omega$$

$$R_B \approx 5,3267 \text{ M}\Omega$$

Como a escolha de R_P tem precedência sobre R_A e R_B , não resta alternativa senão aproximar os valores de R_A e R_B da melhor maneira possível.

Os valores de R_A e R_B são altos e escolhemos forçosamente resistores de película de carbono. Resistores de película metálica são mais estáveis e mais precisos, mas seus valores máximos são aproximadamente uma ordem de grandeza inferiores aos valores análogos para os de película de carbono. Resistores de alta tensão apresentam valores altos,

mas são superdimensionados em termos de tensão máxima, com conseqüente acréscimo de custo e disponibilidade. Quaisquer outros tipos de resistores (e.g. Caddock, ref. [54]) seriam componentes especiais com custos e disponibilidades especiais. Uma inspeção simples da Fig. 3.3 mostra que os resistores e o potenciômetro ficarão sujeitos aos seguintes valores máximos (em módulo) de tensão nos terminais, qualquer que seja a posição do cursor do potenciômetro:

$$R_A - 1360 \text{ V}$$

$$R_P - 300 \text{ V}$$

$$R_B - 340 \text{ V}$$

A resistência R_A deve ser implementada com pelo menos dois resistores para dividir o valor de 1360 V. Por inspeção exaustiva encontra-se que a melhor combinação para o valor de R_A com três ou menos valores da série E24 (IEC) é:

$$R_A = 5,6 \text{ M}\Omega + 7,5 \text{ M}\Omega + 8,2 \text{ M}\Omega$$

Se escolhêssemos somente dois resistores para compor R_A , a mínima tensão contínua (módulo) aplicada nos terminais de qualquer um deles seria 680 V. Como a máxima tensão para resistores de carbono é 1000 V [150] ambos estariam sujeitos a mais de 80% do limite, na melhor condição, o que justifica a escolha de três resistores. Para os valores escolhidos a máxima tensão será vista

Fig.3.3. Esquema Simplificado do Divisor Resistivo.

pelo resistor de $8,2 \text{ M}\Omega$ e será aproximadamente 520 V , forçando-nos a optar por resistores da classe 1000 V , Philips CR 93 ou equivalente, que é além do mais a única classe disponível em E24 (5% ou 2%) para valores acima de $1,8 \text{ M}\Omega$. Dessa maneira os três resistores operarão dentro de 60% do limite.

Para R_0 a associação ótima somente com dois resistores é $2,0 \text{ M}\Omega + 3,3 \text{ M}\Omega$, com uma tensão máxima da ordem de 210 V . Podemos optar pela classe de 1000 V ou então utilizar três resistores e relaxar a classe para a de 750 V já que a de 500 V não é viável com três resistores porque o máximo valor nominal E24 (5% ou 2%) é $1 \text{ M}\Omega$. Com essas considerações o divisor resistivo estrutura-se como mostra a Fig. 3.4.

Dado o papel que desempenha, a análise do divisor não pode limitar-se à sua estrutura, tendo necessariamente que ser estendida aos problemas de dissipação, tolerâncias, confiabilidade, etc.

Nesse ponto, contudo, há suficientes informações reunidas para se prosseguir objetivamente com a especificação da MAT. As considerações adicionais são desenvolvidas no Apêndice A.

3.4 Especificações da MAT

A resistência total nominal do divisor resistivo é $31,3 \text{ M}\Omega$ e a corrente não ultrapassa $68 \mu\text{A}$ mesmo nos casos

Fig. 3.4. Configuração Final do Divisor Resistivo.

extremos se for mantida uma tolerância pequena sobre o valor nominal da tensão MAT (2000 V). De acordo com a filosofia de confiabilidade explicitamente introduzida na seção anterior, a corrente total de cátodo será

$$I_K = I_{DIV} + (1+10) \cdot I_{FEIXE} \quad (3.5)$$

$$= 70 + 11 \cdot 15$$

$$I_K = 235 \mu A$$

Como há suficiente margem de segurança, esse valor pode ser considerado o valor de projeto para a corrente máxima de regime permanente para a MAT.

Como a tensão de aceleração afeta não apenas a focalização mas o que é mais importante, afeta a sensibilidade^{de} deflexão horizontal ou vertical, a MAT deve necessariamente ser regulada em qualquer osciloscópio sério. O fabricante não especifica qual deve ser a regulação para o tubo DG 13-32 e esse é um parâmetro tão ou mais difícil de medir que a corrente de feixe. A literatura de uma forma geral também é muito pobre a esse respeito e mesmo o exame de manuais é muito pouco conclusivo, já que cada TRC tem suas próprias características e as informações às vezes disponíveis para calibração nada revelam sobre o comportamento dinâmico do feixe. Duas exceções importantes na literatura são [40] e [30] . Czech recomenda regulação igual ou melhor

que $\pm 0,3\%$ para que o ponto na tela não tenha uma variação - maior que 0,25 mm. Essa recomendação é para tubos monoacele- radores da classe do DG 13-32, mas o autor não esclarece a que tipo de regulação se refere. Chaplin e Urry recomendam regulação de carga melhor que 1% para tubos dessa classe.

Desde que a regulação não seja excessivamente po- bre, as consequências de uma regulação baixa poderão não ser dramáticas, tudo dependendo do tipo de regulador, de filtra- gem, etc. Uma regulação baixa poderá degradar diretamente as medidas num bom osciloscópio, mas poderá em certos instrumen- tos ter menos influência nas medidas que o desempenho de ou- tros circuitos. A linearidade do sinal horizontal, por exem- plo, se não for boa poderá ter influência dominante em deter- minadas medidas.

Um dos princípios gerais desse trabalho é tentar contribuir para a área de instrumentação eletrônica aperfei- çoando um circuito específico, mas cuja tecnologia se esten- de a diferentes aplicações. É de interesse, portanto, que es- se estudo leve, como um bônus adicional, a uma melhor com- preensão da estrutura e do desempenho de fontes MAT de labo- ratório. Essa orientação estabelece automaticamente como cri- tério para a regulação, tentar atingir o melhor desempenho possível.

As fontes MAT de laboratório modernas têm na maio- ria das vezes excelente regulação, acima mesmo do que é jus- tificável para um osciloscópio. Um exemplo típico constituem

as fontes Bertan comentadas por Nelson (1982) [136] com 0,001% de regulação de linha e 0,005% de regulação de carga. Apesar de níveis dessa ordem serem pouco realísticos para um osciloscópio, nenhuma razão forte existe para se relaxar a regulação de um osciloscópio para alguém do que é exequível. Diante disso o melhor é estabelecer a sugestão de Czech como valor de projeto para a regulação de linha ou de carga nesse trabalho.

Com relação ao zumbido, a única referência atualizada disponível é de Chaplin e Urry que recomendam aproximadamente 0,03% de zumbido pico-a-pico para tubos monoaceleradores. Para o DG 13-32 isso significa 0,6 V, certamente um valor realístico.

Rigorosamente a completa caracterização de uma fonte exige inúmeros outros parâmetros além dos já comentados. Para este trabalho tem ainda uma importância considerável a estabilidade, o tempo de recuperação de transitório (TRT) e o coeficiente de temperatura da MAT. Estes parâmetros são, contudo, muito difíceis de especificar a priori, exceto de uma maneira qualitativa, o que será feito em seções posteriores. Outros aspectos, como por exemplo emissão de interferência eletromagnética, tem importância relativamente bem menor neste contexto o que justifica sua análise com menor preocupação em outros pontos do trabalho.

A Tabela 3.2 resume as especificações estabelecidas nesta seção o que é suficiente para se prosseguir.

Tabela 3.2 Principais Especificações Para a Fonte MAT

Parâmetro	Valor Especificado	Unidade
Tensão Nominal	2000	V
Máxima Potência de Consumo	470	mW
Carga Máxima Teórica	8,51	M Ω
Carga Mínima Teórica	28,57	M Ω
Regulação de Linha	0,3	%
Regulação de Carga	0,3	%
Máxima Tensão de Zumbido	600	mVpp

3.5 Análise Comparativa das Diferentes Arquiteturas

3.5.1 Introdução

Com o aperfeiçoamento dos conversores de alto rendimento e da evolução dos diversos tipos de fontes comutadas ou chaveadas, as fontes MAT passaram de uma concepção relativamente simples predominante até 3 décadas atrás, para uma variedade de tipos, dependendo do fabricante e do equipamento. Para osciloscópios modernos e outros instrumentos o problema coloca-se da seguinte maneira: a ampla utilização de componentes semicondutores e tubos de raios catódicos de sensibilidade relativamente alta impõe a presença de uma fonte que alimente a maioria dos circuitos com tensões contínuas médias e baixas. Os circuitos e componentes que recebem este tipo de alimentação são os que mais influem nas medidas (tipicamente amplificadores) e por isso um grande esforço de engenharia é dedicado ao projeto dessa fonte que deve ser muito estável, muito bem regulada e filtrada. Dessa forma estão sempre disponíveis num osciloscópio a tensão da rede (ou o equivalente num osciloscópio portátil) e a tensão ou tensões da fonte de alimentação geral. De uma dessas duas fontes de energia deve derivar a fonte MAT.

Alta confiabilidade e maior facilidade de reparo sugerem a maior simplicidade possível, mas uma tensão MAT obtida diretamente da rede, por exemplo, apresentaria proble

mas de filtragem e de regulação dentre outros. Por outro lado, uma fonte MAT excessivamente complicada tende a aumentar o custo e diminuir a confiabilidade. Logicamente a melhor escolha é algo intermediário, mas mesmo assim não há nenhuma estrutura padrão na indústria nem para instrumentos da família do osciloscópio nem para fontes MAT de laboratório. A Tabela 3.3 ilustra essa situação com alguns exemplos e revela que instrumentos de um mesmo fabricante podem ter circuitos diferentes. Mais do que isso, instrumentos de uma mesma classe podem ter circuitos diferentes sem levar em conta a Tabela 3.3 não mostra inúmeras outras diferenças a nível de componentes, tensões intermediárias, frequências, etc. Por outro lado, a Tabela 3.3 pode sugerir que certas soluções clássicas para conversão de tensões não se aplicam à MAT; esse seria o caso, por exemplo, de regulação com SCR. Sucede que em alguns instrumentos a fonte MAT partilha do mesmo circuito que gera as médias e baixas tensões a partir da rede [148] [147] e pelo menos em princípio qualquer concepção poderia ser considerada para uma fonte desse tipo.

É razoável supor que os fabricantes procurem, a seu modo, empregar a melhor solução caso a caso, mas como nem os compromissos envolvidos, nem o desempenho de cada arquitetura constituem informações de domínio público, fica patente que uma análise comparativa ampla e geral é justa e necessária.

Tabela 3.3 Soluções Típicas para a Geração de MAT em Ins -
trumentos de Fabricação em Série.

Instrumento	Modelo	Fabricante	Tipo de Conversor para MAT	Ref.
Osciloscópio	181/AR	Hewlett Packard	Oscilador Harmônico	[86]
Osciloscópio	1220	Hewlett Packard	Retificação da Rede Via Transformador	[84]
Osciloscópio	1741	Hewlett Packard	Oscilador Harmônico	[88]
Analizador de Espectro	8565A	Hewlett Packard	Oscilador Harmônico	[87]
Osciloscópio	R561B	Tektronix	Oscilador Harmônico	[192]
Osciloscópio	468	Tektronix	Oscilador Saturado	[196]
Osciloscópio	2215	Tektronix	Multivibrador	[198]
Osciloscópio	031000A	Gould Advance	Retificação da Rede Via Transformador	[2]

Tabela 3.3 Continuação

Osciloscópio	OS3000	Gould Advance	Multivibrador	[4]
Osciloscópio	OS240	Gould Advance	Retificação da Rede Via Trans- formador	[3]
Osciloscópio	PM3220	Philips	Oscilador Satu- rado	[214]
Osciloscópio	PM3200	Philips	MAT Partilhan- do Osc. Harm. Classe B. MAT sem Reali- mentação	[147]
Osciloscópio	PM3110	Philips	Oscilador Har- mônico com Au- totransformador	[146]
Osciloscópio	PM3212	Philips	Multivibrador Partilhado. MAT sem Reali- mentação	[148]
Osciloscópio	1315/F2	Labo	Oscilador Har- mônico com Au- totransformador	[103]
Osciloscópio	LBO-505	Leader	Oscilador de Bloqueio	[106]

Tabela 3.3 Continuação

Fonte MAT de Laboratório	EB-30	Bertan	Oscilador Harmônico	[136]
Fonte MAT de Laboratório	1PM/30	Wallis	Multivibrador	[70]

3.5.2 Um Teorema Auxiliar

É oportuno comentar aqui um teorema diretamente relacionado com o problema da conversão de tensões e que é útil no processo de seleção de uma arquitetura, ajudando a delimitar o campo de busca. Somente o enunciado é apresentado, sendo a demonstração deixada para o Apêndice B. A demonstração é simples e o teorema pode ser considerado um corolário do teorema de Schwartz (1955) [170] ; não obstante, o autor não o encontrou sob nenhuma forma na literatura a que teve acesso.

Teorema Fundamental - Uma rede de um acesso, autônoma, passiva, invariante e composta somente de resistores-generalizados e elementos de memória de múltiplos acessos, se excitada por uma fonte de tensão constante não pode apresentar ganho de tensão maior que 1 para um estado estacionário completamente DC.

Observação: o ganho de tensão considerado é o módulo da função descritiva de ordem zero para excitação de frequência nula, definida para o braço da rede considerado carga; ou seja $|N_Y(\gamma, a)|$ para $a=0$ na notação de Atherton (1981) [11] .

Essencialmente esse teorema formaliza um fato largamente aceito por razões empíricas: não se pode obter amplificação de tensão constante sem alguma forma de oscilação intermediária. Necessariamente a rede ou é excitada por

um sinal alternado, ou contém um oscilador ou então tem que ser chaveada. Isso nos mostra que temos que conviver com oscilações e que não temos que nos preocupar com a possibilidade de uma solução ótima vir a ser descoberta fora do conjunto dos conversores chaveados, auto-oscilantes ou com alimentação periódica.

3.5.3. As principais Opções

As diferentes arquiteturas para fontes de alimentação podem ser convenientemente reunidas em quatro grupos considerando-se a forma com que as próprias fontes são supridas de energia. Estes quatro grupos são: Fontes Excitadas Diretamente pela Rede; Fontes Auto-oscilantes; Fontes com Regulação Mista e Fontes com Arquiteturas Especiais. Naturalmente essa classificação não é única.

Nem todos os tipos são ou foram empregados em MAT de osciloscópios, ainda que uma boa parte tenha sido. Não obstante, a grande maioria pode ser encontrada de uma forma ou de outra, em osciloscópios, televisores ou fontes de laboratório. Cada tipo tem suas vantagens e mesmo os que parecem inadequados desde o início devem ser considerados por duas razões: em primeiro lugar porque é útil formalizar suas desvantagens e em segundo lugar porque desenvolvimentos tecnológicos podem eventualmente causar mudanças drásticas de concepção, minimizando limitações hoje predominantes. O único caminho para a imparcialidade é um exame de cada tipo, come-

quando por um esclarecimento inicial sobre cada um deles a título de definição.

3.5.3.1. Fontes Excitadas Diretamente pela Rede

3.5.3.1.1. Fonte sem Regulação

É um dos conceitos mais simples (Fig. 3.5.). A tensão da rede é elevada (ou não) por um transformador, retificada e filtrada. O retificador pode ser um multiplicador com vários estágios e a presença do transformador é sempre desejável por causa da isolação que proporciona. Sua principal vantagem é a simplicidade.

3.5.3.1.2. Fonte com Regulação Linear

Há dois tipos, correspondendo ao regulador série [81] ou regulador paralelo [67]. No regulador série uma amostra da tensão de saída é comparada com uma tensão de referência e a diferença empregada para aumentar ou diminuir a condução num transistor em série com a carga. No regulador paralelo a carga fica em paralelo com um dispositivo (por exemplo díodos Zener) que mantém a tensão e absorve as variações de corrente. Ambos os tipos podem ser vistos na Fig. 3.6. O regulador série é largamente empregado e é um candidato em potencial para fonte MAT.

Fig. 3.5. Diagrama de Blocos de uma Fonte de Malha Aberta.

Fig. 3.6.-a. Regulador Linear Tipo Série.

Fig. 3.6.-b. Regulador Linear Tipo Paralelo.

3.5.3.1.3. Fonte com Regulação Ferroressonante

Nesse tipo de fonte [67] , [19] um transformador especial é empregado no qual o enrolamento secundário satura o núcleo somente na trajetória do fluxo secundário, devido a alta corrente reativa de um circuito ressonante. A tensão no secundário permanece relativamente independente da tensão no primário que é a própria tensão da rede. Um terceiro enrolamento pode ser empregado para proporcionar realimentação negativa opondo um fluxo ao fluxo do primário. Há diferentes versões, mas a idéia básica pode ser vista na Fig. 3.7. Uma das vantagens desse tipo de regulação é insensibilidade a sobrecorrentes de carga.

(a) Diagrama de Blocos de uma Fonte com Regulação Ferroressonante.

(b) Diagrama Simplificado de um Transformador Ferroressonante.

Fig. 3.7 Fonte com Regulação Ferroressonante.

3.5.3.1.4. Fonte com Regulação de Fase Controlada

O princípio de funcionamento desse tipo de fonte [67] , [81] consiste em bloquear uma parte de cada período de um sinal periódico, alterando dessa maneira a potência média. O controle do ângulo de condução pode ocorrer em diferentes estágios, mas a forma mais vantajosa é controlar o sinal da rede como no diagrama da Fig. 3.8. Rigorosamente, esse tipo de regulação poderia ser classificada como regulação comutada, mas o emprego de tiristores para controlar a condução estabelece uma diferença básica. Uma de suas vantagens é permitir maior potência para uma dada tensão de saída.

Fig. 3.8. - Diagrama de Blocos de uma Fonte com Regulação a Tiristores e Controle de Disparo no Sinal da Rede.

3.5.3.2. Fontes Auto-oscilantes

3.5.3.2.1. Fonte Tipo Conversor Clássico

Essencialmente uma tensão contínua é convertida em AC por um oscilador transistorizado e em seguida amplificada e retificada. O oscilador pode em princípio, ter qualquer estrutura, [67], [207] mas tradicionalmente se faz na literatura uma distinção especial para o caso em que um oscilador não senoidal é empregado, reservando-lhe o nome de conversor, da mesma forma que se faz uma distinção entre oscilador e multivibrador. Na verdade os conversores empregam qua-

se que invariavelmente algum tipo de multivibrador estável. Uma outra razão para essa distinção é que os conversores objetivam alto rendimento (qualquer que seja a potência), sua principal vantagem. A Fig. 3.9. mostra um diagrama de blocos de um conversor. Conversores têm sido empregados em osciloscópios e constituem candidatos fortes para a fonte MAT.

Fig.3.9 - Diagrama de Blocos de uma Fonte Tipo Conversor Clássico, com Multivibrador ou Oscilador de Bloqueio. Realimentação Opcional.

3.5.3.2.2. Fonte com Regulador Tipo Chaveado ou Comutado [67.], [23]

Um esquema de regulação que está se tornando extremamente popular devido aos elevados rendimentos que pode apresentar. A concepção básica que é ilustrada na Fig. 3.10. consiste em interromper (chavear!) a alimentação não regulada periodicamente, implementando ao mesmo tempo algum tipo

Fig. 3.10 - Diagrama de Blocos de uma Fonte Chaveada.

de modulação que altere o fator de trabalho em função da tensão de saída. Os sinais intermediários são do tipo onda quadrada modulada (e.g. PWM) o que constitui uma diferença fundamental em relação aos conversores clássicos. Outra diferença é que a frequência de chaveamento pode chegar a mais de uma centena de quilohertz permitindo fontes bastante compactas. O chaveamento é realizado por transistores e esse tipo de regulador é um candidato a fontes MAT.

3.5.3.2.3. Fonte Regulada com Oscilador Harmônico

Relativamente comum [225] em diversas aplicações, dada a maior facilidade de se implementar um oscilador puramente senoidal em lugar do multivibrador de um conversor clássico. Dependendo do tipo de oscilador empregado, algumas diferenças adicionais podem ter lugar, como por exemplo, um transformador mais simples fazendo parte do oscilador. Uma de suas vantagens é uma filtragem mais fácil. Constitue um sério candidato para fontes MAT. Ver Fig. 3.11.

Fig. 3.11 Diagrama de Blocos de uma Fonte Regulada com Oscilador Harmônico.

3.5.3.3. Fontes com Regulação Mista

É mais ou menos óbvio que algumas das soluções clássicas para regulação podem ser mescladas com o objetivo de se obter as vantagens que tipos diferentes oferecem.

3.5.3.3.1. A Arquitetura Mista de Aston

A primeira arquitetura mista foi descrita em 1973 por Aston [9], englobando as vantagens de um regulador

linear série com as de um regulador chaveado. A idéia, que pode ser compreendida através da Fig. 3.12., consiste em realizar a transformação de nível de tensão e retificação em alta frequência antes de um regulador tipo série. As vantagens desse tipo de fonte são eficiência e alta regulação, mas evidentemente tendo uma maior complexidade como preço.

Fig. 3.12 Diagrama de Blocos de uma Fonte Mista.

3.5.3.3.2. Arquitetura Mista de Oxner

Uma outra arquitetura mista foi sugerida recentemente por Oxner (1983) [143] e consiste basicamente num regulador tipo série, mas ao contrário do que ocorre no regulador série clássico, o comparador não se limita a modificar a polarização do transistor de passagem, comandando ao invés disso o chaveamento de um FET de passagem em 200 kHz e obtendo boa regulação e alta eficiência. Ver Fig. 3.13.

Fig. 3.13. Diagrama Simplificado da Arquitetura de Oxner.

3.5.3.3.3. Fonte Tipo Reboque

É implementada pela companhia Hewlett-Packard [81] para realizar fontes de alta tensão com transistores de passagem com baixa tensão de ruptura. A técnica consiste em colocar uma fonte de baixa tensão bem regulada em série com uma fonte de alta tensão menos regulada. O sinal de erro sendo proporcional à tensão total, produz compensação de zumbido, variação de carga, etc. Evidentemente é uma grande vantagem poder empregar transistores de baixa tensão para uma saída nominal de alta tensão; por outro lado há um aumento da complexidade como se pode ver pela Fig. 3.14.

Fig. 3.14. Diagrama de uma Fonte Mista Tipo Reboque.

3.5.3.3.4. Arquitetura Série-Paralelo [45].

Aparentemente Denker & Johnson dos EUA foram os primeiros a descrever uma arquitetura híbrida que construíram para baixas tensões.

As principais características são alta eficiência (85%) e uma elevada independência da corrente de entrada em relação a corrente da carga. Essa vantagem foi introduzida como exigência de projeto com uma consequente complicação de projeto. Apesar de ser uma fonte de alto desempenho para o fim a que se destinou, os seus pontos fortes não são prioritários para MAT. A Fig. 3.14 B é auto explicativa quanto ao funcionamento dessa fonte, além de ilustrar sua relativa complexidade.

Fig. 3.14B. Diagrama de Blocos de uma Fonte Híbrida Descrita por Denker & Johnson (1973).

3.5.3.4. Fontes com Arquiteturas Especiais

As fontes descritas acima praticamente esgotam as concepções clássicas ou pelo menos a quase totalidade das concepções implementadas em fontes fabricadas em série. Para este trabalho faz sentido investigar a possibilidade de outras arquiteturas.

3.5.3.4.1. Fonte com Sinal Partilhado

Uma idéia natural especificamente para osciloscópios seria dispensar a geração de um sinal periódico na própria fonte, empregando um sinal já obrigatoriamente presente no osciloscópio. A idéia é mais ou menos natural por ser largamente explorada em televisores, onde o retraço do sinal de varredura horizontal é retificado e aplicado ao TRC. A mesma coisa poderia em princípio ser feita num osciloscópio com o sinal de varredura, ou mesmo com o sinal de calibração das pontas de prova. Evidentemente uma arquitetura assim imporá alguma condição ao gerador empregado, além de ser necessariamente uma arquitetura de malha aberta.

3.5.3.4.2. Conversão Paramétrica

Outras arquiteturas são sugeridas por uma importante idéia introduzida recentemente e descrita por Gottlieb (1981) [67]. Trata-se de conversão paramétrica de ener-

gia empregando um transformador de acoplamento paramétrico no qual a corrente do primário modula a indutância do secundário que é ressonante. O princípio é diferente dos reguladores ferroressonantes porque a energia é transferida do primário para o secundário através do termo $I \, dL/dt$ e não $L \, di/dt$. A construção do núcleo pode ser vista na Fig.3.15.

Fig. 3.15. Ilustração Simplificada do Conceito de Regulação Paramétrica.

Esse tipo de transformador trabalha bem em altas frequências, tem boa regulação de carga e boa rejeição de ruído no secundário. Uma de suas desvantagens é drenar muita corrente no primário, mesmo sem carga.

Inúmeras variantes das arquiteturas clássicas têm sido introduzidas em anos recentes, nas quais as diferenças são mais em termos de componentes do que de circuitos. A

maioria incorpora circuitos integrados para gerar níveis de tensão pré-regulados, para facilitar chaveamento ou como referências de precisão. A maior parte é constituída de projetos específicos, mas a ampla utilização de circuitos integrados em fontes fabricadas em série também é uma forte tendência. Em alguns casos particulares certas modificações leves de circuito foram testadas, como por exemplo, o emprego de oscilador de relaxação [67] (pela simplicidade) em lugar de um oscilador senoidal ou de um multivibrador. Outro exemplo é a utilização de tiristores num multivibrador astável, antes do transformador elevador [207]. Nesse caso a função dos tiristores é diferente da dos tiristores em fontes com fase controlada. Para uma análise atualizada dos diferentes circuitos integrados disponíveis para aplicações em fontes de alimentação, consultar Barnes (1982) [13] ou capítulos 6 e 7 de Gottlieb (1981) [67].

3.5.3.4.3. Sugestões do Autor

Nesse ponto o autor sugere duas arquiteturas ainda não exploradas para fontes reguladoras. A primeira delas é baseada no gerador de Marx [52] e a segunda no oscilador multifase recentemente relatado por Kaplan (1981) [95]. A idéia por trás do gerador de Marx é carregar vários capacitores em paralelo e descarregá-los em série, gerando pulsos de alta tensão. É possível, no entanto, produzir tensão contínua empregando MOSFETs de potência co-

mo chaves eletrônicas de bom desempenho como mostra a Fig. 3.16. Os MOSFETs de potência podem operar em alta frequência com poucas perdas, permitindo que a capacitância em série descarregue pouco em cada ciclo, exercendo uma boa filtração. Uma grande vantagem dessa estrutura é que os componentes não estariam sujeitos a altas tensões ou correntes. A desvantagem seria o número elevado de componentes ativos, o que é possível solucionar com integração. Atualmente são disponíveis reguladores monolíticos com saídas da ordem de 150V [92], com os quais seria possível atingir 2000 V com 14 estágios o que não é de todo intolerável já que a literatura registra multiplicadores com pelo menos até 22 estágios [215].

Fig. 3.16. Estrutura Simplificada de Uma Fonte MAT com Gerador de Marx.

Um oscilador multifase de Kaplan (OMK) permitiria retificação de múltiplas fases eliminando as excursões a zero da tensão, reduzindo consideravelmente as exigências de filtragem, principalmente em altas frequências. Se o número de fases pudesse ser infinito, o zumbido seria zero e a filtragem seria trivial. Um número de fases pequeno, mas maior que dois é possível, mas um número muito grande ou é impossível ou exige um oscilador muito complexo. A Fig. 3.17. expõe a idéia principal.

Fig. 3.17. Forma de Onda Retificada Típica.
de um Oscilador Multifase.

A rigor, todos os casos especiais poderiam ser encaixados num ou noutro dos três primeiros grupos das fontes mencionadas e sua classificação separada nesse trabalho é mais por clareza que outra razão. Dessa maneira deve ficar patente que outras estruturas além das já apresentadas não existem ou se existem sua documentação na literatura é praticamente desconhecida. De qualquer modo vale a pena ressaltar que a partir de meados da década de 70 houve uma concentração enorme de esforços para se desenvolver fontes de alta eficiência. Esses esforços têm sido quase que integralmente no sentido de construir conversores DC-DC e inversores DC-AC que se aproximam da eficiência ideal de 100%. Esse objetivo tem origem em aplicações onde a energia é restrita ou de alguma forma cara, como por exemplo, satélites, e evidentemente não é o objetivo principal de uma fonte MAT de laboratório ou de um osciloscópio. Não obstante, algumas inovações foram e continuam sendo introduzidas, sendo todas muito bem documentadas. A esse respeito uma referência indispensável é constituída pelas atas da Conferência de Especialistas em Eletrônica de Potência (PESC) realizada anualmente nos EUA (desde 1970) sob o patrocínio do IEEE.

Como demonstrado de maneira brilhante por S. Cuk em 1979 [39] as inovações são via de regra modificações topológicas em reguladores do tipo chaveado e não justificam adições aos principais grupos de Fontes. Cuk analisou as configurações existentes de conversores chaveados sob o enfoque de relações de dualidade obtendo uma notável unificação e

descobrimos uma nova configuração. É provável que o método de ataque de Cuk possa ser aplicado a outros tipos de reguladores o que possa contribuir com alguma estrutura ainda desconhecida. Para esse trabalho, contudo, o próximo passo é pesar os prós e os contras dos diferentes tipos de Fontes discutidas. A Tabela 3.4 resume os tipos de Fontes apresentados.

Tabela 3.4 Diferentes Arquiteturas para Fontes de Alimentação.

Fontes Excitadas Diretamente pela Rede: Fonte sem Regulação Fonte com Regulação Linear Fonte com Regulação Ferroressonante Fonte com Regulação de Fase Controlada
Fontes Auto-Oscilantes Fonte Tipo Conversor Clássico Fonte com Regulador Tipo Chaveado ou Comutado Fonte Regulada com Oscilador Harmônico
Fontes Com Regulação Mista A Arquitetura Mista de Aston Arquitetura Mista de Oxner Fonte Tipo Reboque Arquitetura Sérico-Paralelo
Fontes com Arquiteturas Especiais Fonte com Sinal Partilhado Conversão Paramétrica Sugestões do Autor

3.6 Prós e Contras

Na seção 3.5 uma apresentação exaustiva das diferentes arquiteturas foi feita com alguns comentários sucintos. Nesta seção um balanço crítico das qualificações de cada uma será desenvolvido com vistas a escolha da arquitetura para a MAT.

3.6.1. A crítica de cada arquitetura

A fonte sem regulação é bastante atraente pela simplicidade, mas apresenta limitações praticamente insuperáveis. Em primeiro lugar, para se obter 2000 V DC retificando e filtrando a saída de um transformador, a tensão de pico no enrolamento secundário teria que ser superior a 2000 V, o que não é recomendável para um transformador eletrônico. Transformadores e bobinas têm sido empregados com tensões de pico até maiores que 2000 V, mas em geral são projetos especiais que exigem alguma complicação desnecessária para uma fonte MAT. De uma forma geral procura-se limitar a tensão de pico na saída de um transformador por volta de 400 V e mesmo em bons projetos pode ocorrer descarga corona [130]. Outra barreira é a filtragem na frequência da rede. A expressão simplificada para o zumbido com retificação de onda completa mostra que em 60 Hz seria necessário aproximadamente $3,5 \mu F$ para limitar a 600 V pp o zumbido de uma carga de 500 W a 2000 V DC:

$$V_z = I_{DC} / 2fC \quad (3.5)$$

TABELA 3.5

73

CARACTERÍSTICAS RELEVANTES DE UMA FONTE
E OS FATORES QUE PODEM AFETÁ-LAS
NEGATIVAMENTE

	DESEMPENHO	CONFIABILIDADE	CUSTO INICIAL	CUSTO DE MANUTENÇÃO
NÚMERO ELEVADO DE COMPONENTES		X	X	X
CIRCUITO MUITO COMPLEXO FUNCIONALMENTE				X
COMPONENTES VOLUMOSOS			X	
COMPONENTES PESADOS			X	
COMPONENTES MUITO CAROS			X	X
CIRCUITO SUJEITO A INSTABILIDADE FUNCIONAL	X	X		
CIRCUITO SUJEITO A FALHAS CATASTRÓFICAS		X		X
CIRCUITO SUJEITO A FALHAS INTERMITENTES		X		X
CIRCUITO SUJEITO A DEGRADAÇÃO	X	X		X
RENDIMENTO BAIXO	X			
MA REGULAÇÃO	X			
RUÍDO ELEVADO	X			
RUÍDO EXCESSIVO	X			
MA RESPOSTA A TRANSITÓRIOS	X			
IRRADIAÇÃO DE INTERFERÊNCIA ELETROMAG.	X			

$$C \gg \frac{P/V_{DC}}{2 f V_z}$$

$$C \gg \frac{0,5/2000}{2 \cdot 60 \cdot 0,6}$$

$$C \gg 3,47 \mu F$$

A energia armazenada seria quase 7 Joules e Capacitores para essas condições não apenas são volumosos e caros como sujeitos a degradação. A possibilidade de acidentes do tipo choque e combustão aumentam consideravelmente.

Uma das desvantagens mais graves adviria do fato de que um capacitor dessa ordem de grandeza não filtraria as flutuações da tensão de pico da rede em torno do valor nominal. Essas flutuações são severas demais para um osciloscópio e tem períodos longos, da ordem de 24 horas. Para bloquear eficientemente sinais recorrentes com períodos da ordem de 24 horas, um filtro passa-baixas RC precisaria de uma capacitância da ordem de 2000 μF para a aplicação em questão, sendo muito difícil viabilizá-lo para 2000 V DC.

Apesar das desvantagens, a simplicidade de uma FSR é atraente e seu emprego num osciloscópio não pode ser de todo descartado em alguns casos. Por exemplo, quando flutuações maiores do nível DC da MAT podem ser toleradas ou

quando o osciloscópio é portátil, com um inversor que amortecesse as variações mais grosseiras da rede e serve de preregulador [168] . Os maiores problemas das FSR são de tecnologia e não de topologia, podendo eventualmente ser resolvidos. No momento há arquiteturas com características melhores para aplicações gerais.

Uma fonte com regulador série pode resolver ou atenuar bastante o problema das flutuações da tensão de pico da rede, mas apresentaria os mesmos problemas de filtragem que uma fonte sem regulação.

As flutuações da rede poderiam ser absorvidas, mas somente com uma complicação adicional do circuito e ou emprego de componentes mais caros. A razão para isso pode ser compreendida através da Fig. 3.19 onde $V_{NRG} > V_A + V_{CEmin}$

Fig. 3.19. Estrutura Simplificada de Um Regulador Série Ressaltando as Tensões nos Terminais do Elemento de Passagem.

Em geral podemos desprezar V_{CEmin} que é tensão de saturação face a V_A . Como a rede tem uma tolerância de + 10%, - 12% (ver Apêndice D) que se transfere para V_{NRG} teremos:

$$V_{NRG \text{ inf}} = (1 - 0,12) V_{NRG \text{ nom}}$$

$$0,88 V_{NRG \text{ nom}} > V_{DC}$$

$$V_{NRG \text{ sup}} = 1,1 V_{NRG \text{ nom}} \quad (3.6)$$

$$V_{NRG \text{ sup}} > \frac{1,1}{0,88} V_A$$

$$\text{Ou seja } (V_{NRG} - V_A)_{\text{sup}} > \frac{1,10 - 0,88}{0,88} V_A$$

$$\text{Para } V_A = 2000 \text{ V}$$

$$(V_{NRG} - V_A)_{\text{sup}} > 500 \text{ V} \quad (3.7)$$

Qualquer que fosse o transistor, FET ou outro dispositivo empregado, teria que suportar no mínimo 500 V entre os terminais. Isso por si só já é muito, mas (conforme Apêndice C) para estabelecer confiabilidade com fator de fadiga de 60%, pelo menos 833 V seriam necessários. Transistores pa

ra 1000 V e um pouco mais existem, mas só especiais. Uma pilha de dispositivos poderia ser empregada como descrito em [44] para uma fonte de 1000 V, mas para uma redução sensível da tensão máxima seriam necessários mais do que dois elementos ativos tornando o circuito excessivamente complexo.

A arquitetura do regulador em série poderá eventualmente ser aplicada a osciloscópios e fontes de laboratório para tensões da ordem de 1 ou 2 kV dependendo do avanço da tecnologia. Para tensões bem maiores do que isso será praticamente impossível. De qualquer maneira há arquiteturas mais atraentes no momento.

Um regulador paralelo, da mesma forma que um regulador série, exigiria uma certa dose de pré-filtragem em baixa frequência por que somente retificação de onda completa não garante um nível mínimo de tensão antes do regulador. Em ambos os casos pode-se relaxar a filtragem aceitando um zumbido alto, mas garantindo sempre o nível mínimo. Em compensação a máxima tensão antes do regulador ficaria acrescida da tensão de zumbido, em relação ao caso ideal (sem zumbido), impondo mais restrições no elemento de passagem ativo do regulador série. No regulador paralelo essas restrições adicionais não seriam tão graves, mas em nenhum caso a filtragem pode ser relaxada significativamente sem aumentar o transformador, já que a tensão de pico menos a tensão de zumbido tem que ser elevada ao nível mínimo que é maior que 2000 V neste

trabalho.

Uma limitação forte dos reguladores paralelos é que a tensão nominal mais elevada para dispositivos tipo Zener fabricados em série é da ordem de 200 V, exigindo no mínimo 10 unidades para uma tensão de saída de 2000 V. No entanto, as tensões nominais elevadas mais comuns principalmente no Brasil, estão entre 100 V e 130 V aproximadamente [155] .

Outra limitação é a tolerância sobre o valor nominal que não é menor que 5% para os dispositivos fabricados em série. O ajuste inicial e a manutenção de uma fonte de 2000 V dentro de 0,3% aproximadamente (conforme Tabela 3.2) seria bastante dificultada, mesmo com o emprego de potenciômetro. Uma limitação bem mais pesada é imposta pela exagerada tensão ou potência exigida pela resistência em série com o regulador paralelo, um fato que não é aparente e que é mostrado a seguir.

Para um regulador paralelo como se vê na Fig. 3.20 a resistência R_{ZNF} fica sujeita à máxima dissipação quando V_{NRG} atinge seu valor máximo.

Fig. 3.20. Esquema Simplificado de um Regulador Paralelo. O diodo Zener Representa uma Associação no Caso Geral.

$$P_{RZN\max} = \frac{(V_{NRG\max} - 2006,3)^2}{R_{ZN}} \quad (3.8)$$

$$V_{NRG\max} = k V_{NRG\min}$$

Onde k é a relação entre o valor de pico máximo e o valor de pico mínimo da tensão da rede devido as quedas e sobretensão (ver Apêndice D).

A expressão (3.8) pode ser reescrita como

$$P_{RZN\max} = \frac{(k V_{NRG\min} - 2006,3)^2 \cdot (2,5 \cdot 10^{-4} + I_{Zinf})}{V_{NRG\min} - 1993,7}$$

Se $V_{NRG\min}$ é maior que $1993,7\text{ V}$, a potência máxima dissipada em R_{ZN} cresce ao infinito quando $V_{NRG\min}$ se aproxima de $1993,7\text{ V}$. Aumentando $V_{NRG\min}$ atinge-se um mínimo para $P_{R_{ZN}\max}$ e a seguir valores crescentes para $P_{R_{ZN}\max}$, como mostra a curva de comportamento típica vista na Fig. 3.21.

Fig. 3.21. Curva Típica de Comportamento da Máxima Potência Dissipada em R_{ZN} , em Função de Diferentes Valores para o Mínimo de V_{NRG}

A melhor política evidentemente é escolher o ponto onde $P_{R_{ZN}\max}$ atinge um mínimo. Valores inferiores permitem uma tensão baixa em torno de R_{ZN} , mas a potência torna-se intolerável. Valores mais altos permitem potência não muito mais alta, mas a tensão máxima em R_{ZN} cresce demais. Além disso, a resistência equivalente de Zener R_{Zeq} não pode ser qualquer.

Para as especificações da MAT desse trabalho, com $k=1,25$ e I_{ZNinf} igual a $250\mu A$ por ser o mínimo valor disponível comercialmente [132], teríamos os valores da Tabela 3.6 abaixo, para operar no ponto ótimo.

Tabela 3.6 Condições de Operação do Ponto Ótimo de Um Regulador Paralelo com Zener para $2000 V \pm 0,3\%$, $250 \mu A$.

VNRG mín.	_____	2382,36 V
VNRG máx.	_____	2977,95 V
VRZN máx.	_____	971,65 V
RZN	_____	777320 Ω
I_{ZNinf} .	_____	250 μA
I_{ZNSup} .	_____	1000 μA
PRZN máx.	_____	1214,56 mW

Obs.: Rede com + 10%, - 12%. Corrente mínima no Zener igual $250\mu A$.

A potência perdida em RZN é muito alta, o valor nominal de RZN é muito alto e a potência perdida no elemento paralelo é muito alta. Além disso, o elemento paralelo necessitaria de uma resistência equivalente R_{ZEQ} não superior a $16,8 k\Omega$, o que é possível, mas que teria que ser garanti

da em cada reparo. Dessa forma, o acúmulo de restrições praticamente descarta o emprego dessa arquitetura para tensões da ordem de 2 kV ou superiores.

A Fonte com Regulação Ferroressonante tem alta confiabilidade como principal vantagem tanto pela simplicidade de como porque o transformador ferroressonante amortece bastante qualquer comportamento adverso do valor nominal da tensão de pico da rede, garantindo automaticamente limites de segurança para os componentes ativos. Num trabalho recente (1983) Wu [47] classifica a confiabilidade de fontes ferroressonantes como excelente em comparação a fontes lineares ou chaveadas cuja confiabilidade vai de boa a excelente. A eficiência dessas fontes é a mais alta possível [47] , mas quando se trata de MAT com potência ultra baixa, uma diferença de algumas dezenas de unidades de porcentagem não constitui uma vantagem significativa. Por outro lado, duas grandes desvantagens dessa arquitetura são a baixa capacidade volumétrica de potência do transformador e o fato do transformador ser especial. Essa última desvantagem conflita com a filosofia adotada para esse trabalho no que concerne a custo e facilidade de reparo. Outras desvantagens da arquitetura ferroressonante para MAT são estreita faixa de operação em frequência e uma resposta muito lenta a transientes [47] , [67] . Para MAT de osciloscópio a arquitetura ferroressonante é um candidato muito fraco.

A Fonte com Regulação de Fase Controlada oferece a vantagem de alta eficiência e permite atingir potências bem altas com o emprego de tiristores. Nenhum desses fatores é particularmente atraente para MAT em instrumentação de medidas. Por outro lado, o controle de potência por fase produz formas de onda recortadas com muitas harmônicas, complicando demais a filtragem. Além disso, o uso de tiristores dá origem a componentes espúrias (não harmônicas) de frequência, o que é inaceitável pelo menos num instrumento como um osciloscópio.

Controlar a fase de um sinal na frequência da rede não alivia os problemas básicos de fontes de baixa frequência. Controlar a fase em frequência suficientemente alta para minimizar o problema de geração de interferência seria difícil dada a limitação dos tiristores. Alguns projetistas atribuem confiabilidade elevada a essa arquitetura [70], o que é duvidoso. Mesmo assim fontes com tiristores têm sido empregadas em televisores (não MAT) eg. [24]. De qualquer forma a regulação e a resposta a transientes é bem inferior a de fontes lineares [70]. Seu emprego em instrumentação só seria vantajoso em altas potências. Para MAT de osciloscópio fica praticamente excluída.

Conversores clássicos foram desenvolvidos para tornar o problema de baixo rendimento na conversão de um nível DC para outro, possibilitando aplicações antes impossíveis ou muito difíceis, como por exemplo a geração de MAT a

partir de pilhas e baterias. Para se atingir bom rendimento é necessário operar os componentes ativos no modo chaveado, o que em geral exige um circuito com pelo menos dois componentes ativos (multivibrador), uma complicação em relação a arquiteturas alternativas empregando sinais harmônicos ou quase harmônicos. Por outro lado, um conversor clássico pode operar em frequências altas eliminando quase que totalmente os problemas de filtragem apresentados pelas arquiteturas não auto oscilantes. Ao mesmo tempo introduzem uma complicação adicional que são as harmônicas dos sinais tipo onda quadrada. Esse problema não é intransponível, apenas exige um filtro mais complicado.

Um ponto controverso é o da confiabilidade. Uma vez que os transistores ou outros elementos ativos trabalham em condições extremas quando chaveados, muitos projetistas consideram que estes ficam sujeitos a fadiga e portanto propensos a falhas. Há técnicas de projeto para se contornar ou minimizar este problema [62] e nos últimos anos fontes MAT tipo conversor clássico vêm sendo empregadas até em espaçonaves e.g. [21], onde tanto alto rendimento como alta confiabilidade são imperativos. A controvérsia, contudo, persiste, porque essas aplicações são em geral de duração relativamente curta. Se houver necessidade de elevado rendimento, um conversor clássico pode ser a solução para a MAT de um osciloscópio como de fato já tem sido implementado e.g. [148] , [198] , caso contrário tem que competir com a maior simplicidade de uma fonte com

oscilador harmônico.

Numa referência útil Vander Poel (1978) [211] compara as três topologias básicas de conversores: FLYBACK, FORWARD e PUSH-PULL e sintetiza suas aplicações preferenciais num gráfico de tensão X potência (Fig.3.22.), que mostra sem margem para dúvidas que o conversor mais adequado para uma fonte MAT de baixa potência é o tipo FLYBACK. Por outro lado, o FLYBACK é o que apresenta mais zumbido e exige núcleos relativamente grandes. Considerações semelhantes são feitas por Jansson (1978) [94] num trabalho recomendável.

Um problema adicional com conversores é o da instabilidade potencial. Um problema desestimulante, mas em geral despercebido. Um conversor PUSH-PULL, por exemplo, pode ser levado a um modo destrutivo se o fator de trabalho não for suficientemente próximo de 1:1 como ressalta Webb [222] . O magnetismo residual resultante da assimetria pode acumular saturando o núcleo e forçando um curto num dos transistores. Sokal (1974) [183] e mais recentemente Erickson (1983) [57.] e King & Stuart (1983) [97] tratam do problema em outros tipos de conversores, propondo soluções. As soluções existem, mas é uma preocupação a mais um projeto de boa confiabilidade e onde se preza a simplicidade como neste trabalho. King & Stuart particularmente mostram que num conversor com ressonância em série (filtro) o problema da instabilidade é potencialmente sério, oscilações inde-

Fig. 3.22. Espaço de Aplicações das Três Categorias Básicas de Conversores Clássicos [VAN DER POEL, 1978].

sejáveis podendo ocorrer mesmo em malha aberta
[97].

Uma evolução natural dos conversores são os Reguladores ou Pontes Chaveadas (FC), frequentemente identificados com os primeiros. Neste trabalho adota-se a distinção de Merrett (1974) [121] segundo a qual o fator de trabalho é fixo nos conversores (em geral 1:1) e geralmente variável

nas fontes chaveadas. Na verdade, o que se tem nas fontes chaveadas é algum tipo de modulação sendo PWM a mais frequente, mas outras já foram empregadas como por exemplo PAM [93] .

De qualquer maneira, os principais problemas (instabilidade, complexidade, zumbido, etc.) são praticamente os mesmos em conversores e em reguladores chaveados. As fontes chaveadas têm melhor regulação que os conversores, mas inferior a das fontes lineares.

Sintetizando, fontes chaveadas foram desenvolvidas para alta eficiência e pouco volume em altas potências e em princípio não se aplicariam a fontes MAT. Contudo, nos últimos anos, principalmente devido ao avanço dos transistores (incluindo MOSFETS de potência) e a introdução de circuitos integrados especiais para acioná-los, essas arquiteturas são atraentes de uma forma geral e é necessário uma consideração minuciosa antes de descartá-las (ou não) para MAT.

Da mesma forma que para os conversores, a questão da confiabilidade é importante para fontes chaveadas porque os elementos ativos trabalham em condições extremas. No início da década de 70 a confiabilidade das fontes chaveadas era inferior a das fontes lineares, mas um considerável esforço foi desenvolvido para melhorar essa característica, eg. [172] e hoje está claro que se a confiabilidade das fontes chaveadas não é igual a das arquiteturas não chaveadas por outro lado não há nenhuma barreira que a impeça de vir a ser dentro em breve [121] .

A introdução de transistores de chaveamento rápido e de boa confiabilidade somada ao alto rendimento tornaram essa arquitetura atraente para muitas aplicações.

Com uma inundação de aplicações [47] nos últimos anos, pode-se visualizar melhor suas desvantagens que são principalmente zumbido e irradiação de IEM em excesso; resposta lenta a transitórios e regulação inferior.

Para instrumentação, zumbido e irradiação de IEM já são por si só fatores altamente negativos que desaconselham a opção por uma arquitetura chaveada. Além disso, as vantagens de uma fonte chaveada, ou seja, alta eficiência, alta capacidade de potência e alta densidade volumétrica de potência, não são atrativos fortes para MAT de baixa potência como é o caso neste trabalho, e nem são atrativos fortes para instrumentação de uma forma geral. Ainda assim o emprego de circuitos integrados recentes (ver por exemplo uma série especial de artigos de julho de 1982: [13] [144], [5] e [125]) tornou possível construir fontes MAT chaveadas competitivas pelo pequeno volume e peso, de tal forma que a questão parece não estar fechada. A companhia Walhis Electronics chega mesmo a fabricar em série uma fonte MAT chaveada [70], o modelo 1 PM/30. Em vista disso, resta-nos avaliar o impacto do zumbido e da emissão de IEM dessas fontes.

A maioria dos autores são de acordo que nesse campo uma FC não pode competir com uma arquitetura não chaveada

(linear). Esse também é o ponto de vista predominante na indústria, como sintetiza excepcionalmente bem um comentário originado na Gen Rad : "... Instrumentos de precisão não toleram ruído... Não se pode medir sinais de microvolts quando se tem ruído de milivolts..." [19] .

Num trabalho sobre aplicações de fontes num campo em que é fundamental ter baixo zumbido e IEM (instrumentação para satélites), Spruijt & O'Sullivan (1978) comentam o seguinte: "Somente reguladores ou conversores e/ou cargas do tipo chaveado produzirão picos e ondulações espúrias no barramento..." [184] .

Fica claro, portanto, que o fato das fontes chaveadas serem "suja" eletromagneticamente constitui uma desvantagem muito grande que praticamente as impede de serem utilizadas em instrumentação de medidas. Sempre é possível eliminar esse problema com blindagem pesada e filtragem rigorosa, mas a um custo e complexidade adicional que uma alternativa linear não exige.

Uma outra desvantagem das FC é sua inerente complexidade de circuito, o que necessariamente reflete no custo, na confiabilidade e na facilidade de reparo. Não há muitas dúvidas de que essa desvantagem será eventualmente eliminada com circuitos monolíticos para alta tensão empregando FETs de potência. No entanto, essa é uma solução para o futuro. No momento vale o comentário de Wu (1983): "... Uma fonte chaveada é significativamente mais complexa tanto para se

projetar como para se fabricar. Pode levar de 12 a 18 meses só no estágio de projeto..." [47]. Evidentemente Wu refere-se a fontes modulares, com saída variável, mas de qualquer forma estabelece um bom termo de comparação que nos leva por senso a procurar uma arquitetura melhor para a MAT de um osciloscópio.

As arquiteturas chaveadas prometem bastante, principalmente porque ainda não atingiram a maturidade e porque muito esforço será dispendido para aperfeiçoá-las. Apesar de desnecessário examinar aqui os diferentes circuitos, vale a pena mencionar de passagem uma referência suficientemente detalhada a respeito que é Hnatek [90].

Se quisermos eliminar os problemas de filtragem e blindagem excessivas, uma solução natural é uma arquitetura linear autooscilante.

A expressão "linear" na verdade é empregada nesse trabalho com o significado de não chaveada e no caso, autooscilante, referindo-se a estruturas com oscilador harmônico.

A vantagem de um oscilador harmônico, como um passo intermediário na conversão (elevação) de tensão DC-DC, fica clara num modelo que é introduzido pela primeira vez neste trabalho e que consiste em encarar o processo de conversão como uma modulação do nível DC seguida de amplificação e de detecção (processo não linear). Por simplicidade a Fig. 3.23 mostra apenas a malha aberta dos blocos de um con

versor genérico.

a)

b)

Fig. 3.23. a) Diagrama de Blocos Simplificado em Malha Aberta.

b) Ressaltando a Semelhança com um Sistema de Modulação e Detecção.

A parte b da Fig. 3.23 ressalta uma semelhança fundamental e estabelece um modelo muito bom para avaliar conversores (e que não é descrito na literatura). O transformador não passa de um amplificador de tensão, sendo que um multiplicador tipo Cockroft-Walton (ICW) não passa de um ampli-

ficador de tensão não linear.

A alimentação modula em AM o nível do oscilador e a retificação seguida de filtragem recuperam as baixas frequências da alimentação já amplificadas. Todo esse processo pode ser visto claramente na Fig. 3.24, no domínio da frequência. Sabemos que um oscilador qualquer é necessário num conversor auto oscilante e a Fig. 3.24 deixa transparecer porque razão um oscilador harmônico é melhor.

Fig. 3.24. Processo de Conversão (Osc. Harmônico) de Tensão no Domínio da Frequência.

O amplificador de tensão (transformador) não precisará ser de faixa larga e pode ser até sintonizado o que só viria ajudar a filtragem. O espectro após o multiplicador ou retificador teria menos potência espalhada porque em princípio não conteria produtos de mistura, e finalmente, a filtra

gem seria mais fácil já que o espectro seria nulo entre DC e a frequência do oscilador.

De passagem o modelo da Fig. 3.24 leva-nos a perceber duas coisas importantes para o projeto de um conversor (e de uma fonte MAT). Em primeiro lugar a frequência do oscilador deve ser a mais alta possível e em segundo lugar quanto mais estreita for a faixa tanto do sinal do oscilador como de sua alimentação (DC), mais flexível poderá ser a regulação. No caso ideal, para uma alimentação puramente DC e para um sinal harmônico puro não haveria necessidade de regulação para eliminar flutuações lentas.

Devido ao espectro estreito, uma fonte linear com conversor harmônico teria os problemas de filtragem e IEM reduzidos ao mínimo possível, os componentes ativos não trabalhariam em condições adversas e o transformador poderia ser mais simples sob o ponto de vista de largura de faixa. Todas essas vantagens apontam essa arquitetura como um candidato bastante forte para o emprego em MAT de instrumentação. A principal desvantagem de uma fonte com conversor harmônico é seu baixo rendimento quando comparada ao de um conversor clássico ou uma fonte chaveada. Com oscilador em Classe A esse rendimento seria menor que 25%, mas a simplicidade do circuito compensaria. Além disso, para potências extremamente baixas como em fontes para instrumentação de medidas o rendimento nem sempre é um fator prioritário (é o caso nesse trabalho).

A redução de IEM proporcionada por uma arquitetura ressonante torna-se cada dia mais importante. Recentemente, Williams, 1982 [225] propôs exatamente um conversor harmônico para MAT de modo a resolver o problema de IEM e picos espúrios em osciloscópios e terminais de dados. Ruitberg, [166] descreve uma fonte MAT de -35 kV com oscilador harmônico e deixa transparecer que a escolha foi por razão de simplicidade, mas ressalta que osciladores harmônicos classe C podem ser instáveis.

A Companhia Hewlett-Packard além de usar amplamente MAT com osciladores sintonizados em seus osciloscópios, incluiu um circuito tanque em suas fontes modulares com MOSFET recentemente introduzidos, após terem as normas reguladoras de IEM sido "apertadas" nos EUA [13]. Esse exemplo nos dá uma idéia da direção a seguir.

Evidentemente as arquiteturas mistas conhecidas tentam obter vantagens de dois tipos pelo menos. As duas características que se tentou incorporar a todas as arquiteturas mistas descritas nesse trabalho são alta eficiência e alta regulação e em geral é nesse sentido que se aplica esforço atualmente e é provável que as arquiteturas mistas do futuro tenham essas duas características como principais vantagens.

Nesse trabalho outros parâmetros como confiabilidade e custo, por exemplo, são considerados fundamentais e a vantagem de alto rendimento não compensa o excesso de complo

xidade em nenhuma das arquiteturas mistas descritas, exceto talvez na arquitetura de Oxner. Infelizmente a arquitetura de Oxner é desenvolvida em torno de um regulador linear série, que para MAT apresenta as desvantagens já analisadas (o mesmo pode ser dito da arquitetura de Aston). A arquitetura tipo reboque presta-se para MAT, mas para tensões da ordem de 2 kV, com correntes relativamente baixas não se justifica a complexidade e é preferível garantir confiabilidade empregando transistores mais caros do que empregar transistores mais simples numa estrutura mais cara. Há alternativas para o problema de obter altas tensões de ruptura em componentes ativos (e.g. [166]) e a tendência é essa arquitetura tornar-se obsoleta pelo menos para instrumentação. Denker & Johnson (1983) [45] descrevem uma notável arquitetura híbrida série-paralelo para baixa tensão, com eficiência bem alta e com um elevado grau de desacoplamento da corrente de entrada em relação à carga. Infelizmente a estrutura é complexa demais para ser considerada para um osciloscópio, além de apresentar as desvantagens já expostas da regulação série e paralela para MAT.

Arquiteturas híbridas em princípio seriam atrativas para MAT de osciloscópios se pensarmos num instrumento portátil, mas só se tornarão realmente portáteis com uma revolução em outras partes e conceitos de sua arquitetura possivelmente mudando por completo os requisitos da fonte MAT. A esse respeito ver o apêndice relativo ao futuro do osciloscópio. Presentemente as arquiteturas mistas são desvantajosas

em relação aos conversores.

Das arquiteturas especiais, uma fonte com sinal partilhado seria em princípio atraente pela simplicidade e poderia ser implementada para MAT de um osciloscópio com requisitos do tipo tratado nesse trabalho. Haveria, porém, as seguintes desvantagens: a regulação não poderia ser de malha fechada para não interferir no circuito que origina o sinal, o que equivale dizer que a regulação seria pobre. Os sinais disponíveis para esse fim num osciloscópio são de faixa larga (varredura, calibração), complicando a filtragem em comparação com um conversor harmônico, por exemplo. Finalmente, num instrumento de medidas não seria conveniente propagar sinais internos para pontos onde eles normalmente não estão presentes (DEM).

A conversão paramétrica fica descartada por exigir um núcleo especial e volumoso o que fere um dos objetivos do trabalho que é identificar uma arquitetura de fácil manutenção. A conversão paramétrica é também limitada a uma faixa estreita de frequência, tornando-a sujeita a falhas funcionais.

Das sugestões do autor, o emprego de um oscilador multifase é mais atraente, mas os osciladores desse tipo são muito recentes e conseqüentemente pouco se sabe sobre seu desempenho e principalmente confiabilidade. Outro problema com essa arquitetura é que suas vantagens seriam realmente impor

tantes para uma fonte MAT se pudéssemos dispor de muitas fases e alta frequência o que não ocorre no momento.

É possível que valha a pena investigar nessa direção, mas no momento a aplicação da idéia num instrumento de medidas como um osciloscópio é inoportuna.

A idéia do gerador de Marx tem uma limitação muito grande que é o chaveamento. Se o chaveamento causa ruído e IEM num conversor clássico e numa fonte chaveada, sem dúvida causaria num gerador desse tipo. As vantagens que uma integração de MOSFETs de alta tensão teria parecem estar cada dia mais próximas e assim como são empregados conversores e fontes chaveadas em certos osciloscópios, é possível que essa arquitetura venha a ser competitiva. No momento a capacidade potencial de gerar IEM dessa estrutura é uma desvantagem suficientemente forte para descartá-la como candidato sério a MAT nesse trabalho. Observação: após a preparação dessa dissertação o autor tomou conhecimento de que a idéia do gerador de Marx aplicado de maneira semelhante à proposta aqui foi proposta independentemente por S. Singer [180] que a testou com bons resultados no Laboratório de Conversão de Energia da Universidade de Tel Aviv, em Israel.

3.6.2. Conclusão

Nesse ponto já é possível uma súmula para que se possa separar o joio do trigo. Isso será feito arrolando as principais vantagens e desvantagens de cada arquitetura (Apêndice E) e finalmente construindo a Tabela 3.7 baseada na Tabela 3.5.

A Tabela 3.7 mostra os principais fatores que podem afetar adversamente as características relevantes de uma fonte (MF), ou seja, os principais fatores de degradação. A Tabela tem estreita correlação com a Tabela 3.5 e evidentemente trata-se de um resumo qualitativo com a única finalidade de auxiliar na escolha da arquitetura mais adequada. Cada fator de degradação tem efeito menos ou mais significativo dependendo de cada arquitetura.

Inspecionando as últimas tabelas e pesando toda a argumentação exposta pode-se concluir o seguinte: para um instrumento como um osciloscópio do tipo proposto nesse trabalho, a melhor arquitetura é o conversor com oscilador harmônico. Isso se justifica porque essa arquitetura é uma das mais amadurecidas e testadas, apresenta boa regulação, boa resposta a transientes, o mínimo de zumbido e IEM dentre as arquiteturas autooscilantes. É uma arquitetura mais simples que os conversores clássicos e fontes chaveadas, não sujeitando os componentes a tanta fadiga, sendo portanto mais confiável.

Fazendo um balanço qualitativo das vantagens e desvantagens, o conversor com oscilador harmônico é a arquitetura ótima para os objetivos desse trabalho. Em segundo lugar viriam o conversor clássico (Flyback) e a fonte chaveada.

Um regulador série merece estudos mais profundos para tensões na faixa de 2kV. A introdução de transistores ou outros componentes ativos com alta tensão de ruptura e baixo custo poderá no futuro tornar vantajosa essa arquitetura.

4 - Fonte Linear com Oscilador Harmônico de Potência

4.1 - Introdução

A estrutura básica de uma fonte ou conversor com oscilador harmônico pode ser vista na Fig. 3.11 e consiste em alimentar um oscilador com o nível de tensão contínua disponível, elevar o nível das oscilações via transformador e ou um multiplicador e a seguir retificar, filtrar e regular. As oscilações em alta frequência evidentemente facilitam a filtragem e a amplificação (ou atenuação).

Para implementar a regulação só podemos injetar uma amostra da saída onde houver um elemento ativo, ou seja, no oscilador. Os reguladores monolíticos tornaram possível atuar sobre a alimentação [37], o que não deixa de ser uma ação indireta sobre o oscilador. Em vista disso o oscilador tratado nesse capítulo constitui claramente o coração de um conversor harmônico. O objetivo no capítulo é discutir os principais aspectos do oscilador e sua relação com a MAT. Uma discussão das topologias de realimentação é desenvolvida mais adiante.

4.2 - O Oscilador Mais Adequado

De todos os osciladores harmônicos possíveis, os

do tipo sintonizado com quadripolo são os que naturalmente - se adaptam ao projeto delineado nesse trabalho porque permitem transferir energia via transformador sem maiores modificações, além de que um estágio de ganho de tensão com transformador pode eventualmente ser mandatório dependendo das tensões envolvidas.

Os principais osciladores sintonizados, com quadripolo, são (Cf. [102]) Colpitts, Hartley, Clapp, Oscilador com par diferencial, Oscilador com entrada sintonizada e oscilador com saída sintonizada. Quase todos são mais ou menos tratados na literatura e é desnecessário apresentá-los em detalhes. Em princípio qualquer um deles poderia ser empregado num conversor, mas os três últimos são os únicos que já contêm transformador na malha de realimentação e são portanto preferenciais. O oscilador com par diferencial exige mais de um componente ativo e por isso cede lugar aos outros dois que são simples e bem semelhantes. Na verdade, tanto o oscilador de entrada sintonizada como o de saída sintonizada são variantes de uma mesma concepção básica tendo o oscilador de coletor (placa, dreno) sintonizado como seu principal representante.

Exceto pelo oscilador classe C frequentemente empregado em eletrônica industrial [160], o oscilador de coletor sintonizado (e seus variantes) tem a estrutura mais simples possível e é portanto, um candidato forte para ser escolhido aqui. O oscilador de classe C mencionado tem uma estrutura muito semelhante a do oscilador de coletor sintoni-

zado (OCS) e é praticamente um oscilador de bloqueio. Além da instabilidade potencial já mencionada no Capítulo 3, as formas de onda de corrente não são harmônicas, como não seriam harmônicas para nenhum outro oscilador que não classe A. Correntes não harmônicas (principalmente) significam mais IDN e maior fadiga dos componentes ativos, o que nos leva de volta ao OCS e seus variantes.

Antes disso vale a pena mencionar um oscilador sintonizado de alto desempenho introduzido recentemente [51]. Trata-se de um oscilador classe E com altíssima eficiência, e como o chaveamento não é severo, sua aplicação em instrumentação mereceria ser investigada numa continuação desse trabalho.

Com relação aos osciladores de entrada ou saída sintonizada, há quatro variantes conforme o circuito sintonizado que estabelece a frequência, seja instalado na entrada ou na saída do amplificador e conforme a configuração do componente ativo. Considerando-se por ora somente transistores bipolares teríamos oscilador de coletor sintonizado com emissor comum (OCS-EC), oscilador de coletor sintonizado com base comum (OCS-BC), oscilador de base sintonizado com emissor comum (OBS-EC) e oscilador de emissor sintonizado com base comum (OES-BC). A Fig. 4.1 ilustra em diagrama de blocos as duas topologias possíveis cada qual podendo ser modificada aceitando um amplificador com configuração base comum ou emissor comum. Logicamente um JFET ou um MOSFET pode também ser empregado. Nada impede que amplificadores mais com-

Fig. 4.1. Diagramas de Blocos de Osciladores Sintonizados com Transformador na Malha de Realimentação.

plexos sejam utilizados, mas nesse contexto os amplificadores de um só componente ativo são preferenciais.

Dentre os osciladores de coletor, base e emissor sintonizado citados, o CCS-BC é praticamente ignorado na literatura, o CCS-BC é tratado em alguns textos de valor [101] [33], [26] e finalmente o CCS-BC é um oscilador relativamente bem conhecido. O CCS-BC em geral é tratado como uma modificação ou versão do CCS-BC.

Interessa-nos escolher uma configuração adequada - ao nosso trabalho e de início podemos descartar o emprego de um amplificador com base comum devido sua inerente baixa impedância de entrada que degradaria o fator de qualidade do circuito sintonizado com várias consequências. Com isso deixamos de nos preocupar com CCS-BC e com o CCS-BC.

Decidir por um CCS-BC ou um CCS-BC a princípio não é fácil, mas recorrendo-se a uma demonstração de Blaquièrre (1966) [18] de que a estrutura de um CCS é mais ruidosa que a de um CCS, tem-se um critério. Esses osciladores admitem solução nula, o que não é interessante do ponto de vista prático. Por outro lado, um oscilador sempre é levado a oscilar com amplitude finita pelo ruído interno e sob esse ponto de vista o CCS-BC é mais confiável já que apresenta maior probabilidade de oscilar quando religado após qualquer interrupção. Clarke & Hess [33] ressaltam as vantagens de um oscilador de porta sintonizado em relação a um oscilador de dreno sintonizado, mas essas vantagens dizem

respeito a estabilidade de frequência, que não é um fator-prioritário num conversor já que o multiplicador de tensão opera como um detetor de AM.

Considerando-se além de tudo que o OCS-EC constitui uma estrutura largamente testada inclusive em instrumentação [88], [163], fica evidente que para os objetivos desse trabalho um OCS-EC é a melhor escolha e daqui para a frente a sigla OCS é empregada como sinônimo de OCS-EC.

Em termos de simplicidade o OCS pode ser considerado a configuração ótima porque um só componente (o transformador) na malha de realimentação é suficiente para garantir o critério de Barkhausen na frequência desejada, já que o tanque pode ser implementado com a indutância equivalente paralela do transformador mais a capacitância parasítica paralela dos enrolamentos. Além disso o OCS apresenta a importante vantagem de acoplamento direto (em tensão AC) da saída do elemento ativo à carga, propiciando a máxima tensão possível.

Dessa maneira a escolha da estrutura OCS fica plenamente justificada e podemos passar aos detalhes.

4.3 - O Oscilador de Coletor Sintonizado

A Fig. 4.2 mostra um OCS completo, exceto pelo acoplamento à carga que é visto na Fig. 4.3.

Fig. 4.2. Oscilador de Coletor Sintonizado sem Carga.

Simplificadamente, um OCS funciona da seguinte maneira: visto pelo primário o transformador pode ser encarado como um circuito RLC paralelo (tanque) seguido de um transformador ideal. Na frequência de ressonância $\omega = 1/\sqrt{LC}$ um sinal senoidal sofre no transformador uma defasagem de 180° garantidamente devido a inversão de polaridade. No amplificador há uma defasagem adicional de 180° , de modo que é possível obter defasagem total de 360° na malha. Como é fácil obter ganho de tensão elevado no transformador, o ganho de malha fechada pode facilmente ser maior que um, o que leva o circuito a oscilar. Através de um terceiro enrolamento sobre o mesmo núcleo é possível retirar sinal e potência do

Fig.4.3. Detalhe do Acoplamento da Carga ao OCS através de um Terceiro Enrolamento.

oscilador e transferi-los para uma carga qualquer. O efeito desse enrolamento e da carga pode ser modelado numa primeira simplificação como uma resistência que participará (em paralelo) do circuito sintonizado.

No conversor de interesse desse trabalho a carga é constituída de um multiplicador de tensão seguido do circuito de filtragem, de regulação e da carga propriamente dita.

Dessa forma, a tensão DC que alimenta o oscilador é transformada em AC, amplificada pelo transformador e pelo multiplicador-retificador, filtrada e regulada por realimentação.

A melhor forma de alimentar o oscilador é utilizar

uma tensão de classe média, preferencialmente, uma tensão já presente na alimentação de outros circuitos. Um regulador monolítico com saída dedicada é a melhor solução porque eleva bastante a estabilidade da MAT no final da cadeia. A escolha de um regulador adequado será discutida em capítulo posterior.

A Fig. 4.4 mostra como seria o oscilador conectado a um multiplicador tipo Cockroft-Walton (MCW), ao filtro e alimentação. O MCW é necessário para limitar a tensão de pico no transformador em torno de 400 V. O filtro é do tipo π e ambos os circuitos serão detalhados mais adiante, da mesma forma que o circuito de regulação que constitui uma espécie de AGC.

Em muitos osciloscópios fabricados em série a tensão de alimentação do filamento do TRC é extraída do transformador do conversor independentemente do tipo de conversor. O filamento de DG 13/32 consome quase 4 W (cf. Tabela 3.1) e nesse trabalho preferiu-se alimentá-lo separadamente de modo a simplificar o transformador e ao mesmo tempo tornar mais estável a corrente do filamento e a carga do oscilador. Um consumo mais baixo no oscilador torna mais fácil alimentá-lo com um regulador de precisão, o que não é necessário para o filamento. Além disso o oscilador aliviado dessa carga opera numa temperatura inferior tornando-se mais confiável e de reparo mais fácil.

Por uma questão de didática consideramos neste ponto o oscilador com um BJT como elemento ativo. A justificati

Fig. 4.4. Esquema do Conversor MAT Realçando o Oscilador.
O Circuito de Regulação Não Está Incluído.

va para se implementar o circuito com um IGFET será exposta posteriormente.

4.4 - A Análise Linear do Oscilador

Como se sabe a análise linear de qualquer oscilador é incompleta, mas suficiente para estimar a frequência de oscilação e estabelecer características necessárias dos componentes, o que é de alto interesse prático. O OCS é relativamente conhecido, mas poucos autores lhe dedicam uma análise linear séria. A análise desenvolvida aqui é na mesma linha que a de Kovács (1981) [101] e de Clarke & Hess (1971) [33] para o caso de transistores bipolares, mas bastante estendida.

Dessa maneira iniciamos considerando o oscilador sem a carga. O circuito AC para o OCS da Fig. 4.2 torna-se o circuito da Fig. 4.5.

O modelo mais simples de um transformador é constituído da indutância do primário em paralelo com uma resistência que representa as perdas bem como um transformador ideal (Fig. 4.6). A capacitância dos enrolamentos pode ser levada em conta na capacitância externa (em paralelo). Um modelo mais preciso deve conter outros elementos, mas para transformadores bem construídos a resistência dos enrolamentos e a indutância de fuga podem ser desprezadas o que torna o mo-

Fig.4.5. Circuito Equivalente AC para um OCS sem Carga.

delo considerado bem realístico. Além disso, a inclusão de outros elementos não muda o fato principal de que um transformador com um capacitor em paralelo constitui um circuito ressonante e diferentes circuitos ressonantes podem ser representados pelo modelo RLC paralelo na vizinhança da frequência de ressonância [33], que é o que nos interessa.

Empregando esse modelo e reduzindo o BJT aos parâmetros h_{ie} e h_{fe} , tem-se o circuito da Fig. 4.6.

Para determinar as condições de oscilação basta considerar o circuito como um amplificador (carregado) seguido de um circuito passivo fechando a malha e escrever o ganho de malha fechada.

O amplificador tem uma carga complexa além da impe

Fig. 4.6. Circuito Equivalente AC Simplificado de um OCS sem Carga.

dância refletida pelo transformador ideal como se vê na Figura 4.7.

Fig. 4.7. Amplificador com a Carga Refletida pelo Transformador.

Dessa forma tem-se:

Ganho do Amplificador —

$$G_A(s) = \frac{-(h_{fe}L/h_{ie})s}{1 + \left(\frac{RL + LN^2h_{ie}}{N^2h_{ie}R} \right)s + LCs^2} \quad (4.1)$$

O ganho do transformador é $G_T(s) = -\frac{1}{N}$ (4.2)

Conseqüentemente o ganho da malha é

$$G_A(s)G_T(s) = \frac{(h_{fe}L/Nh_{ie})s}{1 + \left(\frac{RL + LN^2h_{ie}}{N^2h_{ie}R} \right)s + LCs^2} \quad (4.3)$$

Se os zeros da equação característica $1 - G_A(s)G_T(s) = 0$ estiverem no eixo imaginário o circuito pode oscilar e as oscilações serão estáveis se estiverem no semiplano direito (SPD) além de constituírem um único par complexo conjugado.

Uma análise de (4.3) mostra que os zeros estarão no SPD quando verificar-se

$$h_{fe} > \frac{R + N^2h_{ie}}{NR} \quad (4.4)$$

A relativa complexidade de (4.4) não permite estabelecer uma relação direta entre h_{fe} e N , como seria desejável, mas isso pode ser feito reescrevendo-se a expressão como (4.5) e analisando o comportamento da função $G_o(N) = NR h_{fe} / R + N^2 h_{ie}$ que é o módulo do ganho de malha na frequência de oscilação. Assim temos

$$\frac{NR h_{fe}}{R + N^2 h_{ie}} > 1 \quad (4.5)$$

A função $G_o(N)$ no lado esquerdo de (4.5) inicia na origem, cresce até um valor máximo e tende a zero com N (Fig. 4.8). Interessa-nos saber em que intervalo a função assume valores superiores à unidade.

Transformando (4.5) numa igualdade as raízes N_1 e N_2 podem ser encontradas e a condição para oscilações estáveis passa a ser

$$N_1 < N < N_2 \quad (4.6)$$

$$\frac{h_{fe}R - \sqrt{(h_{fe}R)^2 - 4Rh_{ie}}}{2h_{ie}} < N < \frac{h_{fe}R + \sqrt{(h_{fe}R)^2 - 4Rh_{ie}}}{2h_{ie}} \quad (4.7)$$

Fig. 4.8. Comportamento Típico do Módulo do Ganho de Malha na Frequência de Oscilação, em Função da Relação de Transformação N .

Nessas condições as oscilações ocorrem com frequência $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ que é a frequência na qual os zeros da equação característica cruzam o eixo imaginário.

A essa altura é necessário um critério para escolher um valor de N no intervalo (4.7). Uma vez que N é definido como a relação da tensão no enrolamento do coletor para a tensão no enrolamento da base, é necessário que essa relação seja maior que a unidade, caso contrário teremos uma amplitude muito pequena no enrolamento do coletor ou então uma amplitude excessiva na base com conseqüente distorção na forma de onda. Para isso é preciso que N esteja no intervalo (N_1, N_2) . É possível demonstrar que $N=1$ está no intervalo (N_1, ∞) para qualquer valor de h_{ie} . Pode-se estender a demonstração e provar que para que $N=1$ fique contido

no intervalo (N_1, N_2) a condição necessária e suficiente é:

$$h_{ic} < (h_{fe} - 1)R \quad (4.8)$$

Essa condição não acrescenta informação para a escolha de N no intervalo $(1, N_2)$ o que constitui um problema típico de otimização já que duas restrições conflitantes estão em jogo. Em primeiro lugar queremos um valor de N afastado de $N=1$ para garantir uma amplitude grande no coletor com amplitude pequena na base, para evitar uma distorção severa causada pelas não linearidades do componente ativo. Por outro lado, queremos um valor de N afastado de N_2 para ter oscilações com o máximo de estabilidade.

A solução para essa questão requer a definição de variáveis que permitam expressão quantitativamente aquilo que se deseja maximizar. Podemos empregar a margem de ganho (MG) como um parâmetro para medir a estabilidade das oscilações e a distorção harmônica total (THD) para medir a pureza espectral. Essas duas variáveis são funções do ponto sobre a curva $G(N)$ e é bastante conveniente tomar a margem de ganho em módulo e uma função de fidelidade (THD) que seja máxima na extremidade oposta do intervalo $(1, N_2)$ à extremidade na qual o módulo da margem de ganho é máximo. Normalizando essas duas variáveis em relação ao máximo que cada uma assume no intervalo temos um meio conveniente de escolher um valor N_0 , como sugere a Fig. 4.9.

Fig. 4.9. Fidelidade e Margem de Ganho como Funções do Ponto sobre a Curva $G_o(N)$.

Como não conhecemos o comportamento exato da THD em função do ponto, não resta alternativa senão considerar uma aproximação linear tanto para MG como para $F(THD)$. Se as duas funções assumirem o valor zero nos extremos opostos da curva $G(N)$ no intervalo $(1, N_2)$, é fácil comprovar que as duas terão o mesmo valor normalizado para um N_0 localizado exatamente na metade do intervalo. Escolher esse valor para projeto significa escolher um ponto no qual tanto a margem de ganho (estabilidade) como a pureza espectral atingem porcentagens idênticas de seus respectivos máximos (possíveis no intervalo). Essa escolha faz sentido na falta de mais dados. Apenas uma sutileza deve ser acrescentada. A

função fidelidade $F(\text{THD})$ é arbitrária, mas não totalmente, e se é correto admitir que seja igual a 100% para $G(N) = 1$, por outro lado não pode ser nula quando $G(N)$ atinge seu valor máximo, simplesmente porque a distorção harmônica total é crescente com a amplitude para qualquer componente ativo (causa predominante da distorção) tendo valores finitos para amplitudes finitas. Fidelidade nula só teria sentido para THD infinita. Sendo assim, a linearização considerada no parágrafo acima deve incluir um termo constante para $F(\text{THD})$ no intervalo $[1, N_2]$, o que equivale dizer que a interseção de $|MG|$ e $F(\text{THD})$ dar-se-á não mais no meio do intervalo, mas próximo dele e no intervalo $(1, N_2)$. Analiticamente podemos escrever

$$N_0 = \frac{N_2 + 1}{2} - \delta \quad (4.9)$$

Com δ positivo e pequeno em relação ao intervalo

Evidentemente deve-se ter a relação (4.9) apenas como preferencial, mantendo-se uma flexibilidade que permita que o valor efetivamente empregado afaste-se dessa condição se outros fatores assim exigirem. A condição (4.8) deve ser incondicionalmente garantida no projeto.

4.5 Uma Análise Linear de Amplitude

Uma previsão linear da amplitude das oscilações não só é possível como necessária para a escolha do componente ativo. É, além disso, útil como referência para comparação com os resultados de uma análise não linear.

A análise linear é baseada no ponto de polarização do transistor (ou outro componente) e nas retas de carga DC e AC, supondo que a frequência das oscilações coincide com a frequência de ressonância do tanque. Admitindo-se que as oscilações sejam limitadas marginalmente em amplitude por corte e por saturação, a reta de carga AC permite uma determinação direta da amplitude (aproximada).

Conhecer a reta de carga AC significa conhecer todas as perdas que carregam o oscilador, incluindo a carga final (TRC) propriamente dita. A seguir essas perdas são estabelecidas para o divisor resistivo da malha de realimentação de amplitude (cf. Fig. 4.4), para o filtro e para o multiplicador de tensão, e finalmente para o transformador.

4.5.1 Perdas no Divisor de Realimentação

Para implementar um controle de malha fechada sobre a tensão final (MAT) é necessário alimentar algum tipo de circuito de erro com uma amostra da MAT. A melhor forma de obter essa amostra é através de um divisor resistivo que

adiciona ao oscilador uma carga que não foi considerada no cap. 3. Independentemente do circuito de erro empregado, a amostra deve ter amplitude pequena, próxima de zero e o divisor deve consumir a menor potência possível. Para MAT isso significa uma resistência total do divisor da ordem de Megaohms ou dezenas de Megaohms. Um critério razoável seria limitar as perdas no divisor a $1/8$ W, o que garantiria folga e confiabilidade para qualquer um dos componentes. Para aplicar esse critério com uma tensão de saída de 2kV, a resistência total do divisor teria que ser maior que $32 \text{ M}\Omega$. Esse valor é realístico, mas é necessário considerar a disponibilidade de resistores e potenciômetros de alto valor no mercado nacional.

O ideal seria empregar resistores estáveis de película metálica, contudo, para que as perdas fossem desprezíveis, o número de componentes teria que ser elevado demais e a solução é empregar potenciômetro e resistores de película de carbono.

Considerações de máxima tensão e a necessidade de ajuste indicam que a configuração mínima deve ter quatro resistores e um potenciômetro. Para drenar apenas 10% de $235 \mu\text{A}$ que é a corrente total de cátodo (cap. 3) o divisor precisa ter $85,1 \text{ M}\Omega$. Para drenar uma corrente bem menor que isso precisaria de uma resistência total não realística, de modo que a corrente do divisor de realimentação deve ficar entre 10% e 5% da corrente total de cátodo. Como a amostra da tensão de cátodo é muito pequena, essa corrente é praticamente

toda determinada pelos resistores de maior valor no divisor. Escolhendo 10%, o divisor pode ser implementado com seis resistores de 12 M Ω , um de 13 M Ω (E24) e potenciômetro de ajuste e mais um resistor de baixo valor (Fig. 4.10). Neste capítulo o importante a considerar é que estabelecemos as perdas do divisor de realimentação em torno de 23,5 μ A ou 47 mW.

4.5.2 Perdas no Filtro e no multiplicador

4.5.2.1 Balanço Energético

O emprego de um filtro além do multiplicador de tensão é opcional porque os capacitores do multiplicador podem em princípio proporcionar o grau desejado de filtragem. O filtro pode também ser considerado como fazendo parte do multiplicador e aqui consideraremos as perdas no filtro como incluídas nas perdas de pior caso do multiplicador empregado.

Para um multiplicador tipo Cockroft-Walton as perdas podem ser apreciadas em termos do rendimento que varia de 30% a 40% eg. [171]. Considerando 30% com uma carga de 470 mW mais um divisor resistivo de 47 mW tem-se 1206,3 mW perdidos no multiplicador, com uma entrada de 1723,3 mW (Fig. 4.11).

Fig. 4.10. Configuração Básica do Divisor Resistivo do Circuito de Realimentação

Fig. 4.11. Balanço das Potências no Circuito do Multiplicador

4.5.2.2 O Melhor Multiplicador

Antes de prosseguir é necessário justificar a escolha e a configuração do multiplicador de tensão empregado.

Em primeiro lugar, para 2 kV, o multiplicador poderia ser omitido, com o transformador proporcionando uma tensão de pico suficiente para a saída desejada. No entanto, com esse esquema não apenas o capacitor ou capacitores do filtro RC ficariam sujeitos a uma tensão elevada demais (acima de 2 kV), mas também o enrolamento de carga do transformador. Quando se trata de pequenas dimensões, manter baixa a tensão de saída do transformador é uma questão de segurança e confiabilidade. Essa é uma das orientações de todo esse traba-

lho e por isso um multiplicador foi considerado desde o início.

Uma causa frequente de falhas de transformadores é a deterioração da camada de isolação dos fios, de tal forma que para evitar falhas catastróficas e aumentar a confiabilidade é necessário impregnar o transformador com alguma resina [117] [166] e isto é tanto mais fácil quanto mais baixas forem as tensões em jogo. Um exemplo de efeito adverso com origem em alta tensão (em transformadores) é descarga corona que é função tanto de gradientes de tensão como de taxas de variação de tensão [67], ambos duplamente elevados quando se tem MAT em alta frequência. Assim, há sólidas justificativas para se empregar um multiplicador.

De uma forma geral 450 V é um bom limite para as tensões porque permite capacitores eletrolíticos de maior disponibilidade [207]. Isso é importante porque são eletrolíticos (de alumínio) os capacitores mais confiáveis [118]. A decisão inicial do projeto foi não ultrapassar 400 V de pico no transformador, o que além de estabelecer uma margem de confiabilidade é coerente, por exemplo, com Secker [171] que sugere não ultrapassar 500 V.

Para atingir 2 kV a partir de 400 V de pico é preciso um multiplicador de módulo 6 (ou maior), que é um fator suficientemente realístico. Grande parte dos osciloscópios emprega multiplicadores de origem inferior, mas há exceções.

tes exemplos com multiplicadores de ordem igual ou maior que 6, eg. Tektronix 213 (X8) [7] ou Tektronix 485(X6) [197] .

Um multiplicador tipo Cockroft-Walton (MCW) foi escolhido de acordo com o resultado agora clássico de Lin & Chua (1977) [107] . O MCW é largamente empregado, sendo descrito e analisado em várias referências como por exemplo [22] . Lin & Chua numa análise exaustiva mostram que das várias versões possíveis o tipo escada visto na Fig. 4.12 é um dos melhores e mais simples. Em vista disso esta foi a configuração escolhida. Uma versão na qual o capacitor do n-ésimo estágio deve suportar uma tensão igual a n vezes a tensão de pico do transformador apresenta menor impedância de saída, mas exige capacitores de especificação mais rigorosa e portanto mais caros. Towers (1976) [207] também apresenta um circuito alternativo, mas com o mesmo problema de capacitores com excessiva tensão. Dickson em 1976 [46] introduziu uma arquitetura modificada do MCW tipo escada que apresenta alta eficiência mesmo com capacitâncias parasíticas elevadas. O circuito, contudo, exige duas fases que é uma grande desvantagem em relação à configuração empregada (Fig. 4.12).

Os detalhes do dimensionamento do multiplicador podem ser encontrados no Apêndice F.

Fig.4.12. Multiplicador Cockroft -Walton Tipo Escada com Seis Estágios

4.5.3 O Papel do Transformador

Para completar o balanço das perdas no circuito é necessário considerar o transformador. Como o núcleo escolhido é de ferrita e há um superdimensionamento, as perdas são pequenas. A eficiência de um transformador bem projetado mesmo com núcleo de ferro, fica entre 0,75 e 0,95 [109]. Para núcleos de ferrita a eficiência é tão alta que fontes completas de dezenas de Watts podem atingir eficiência total superior a 75% cf. eg. [74]. Num exemplo recente de projeto otimizado, West, 1982 [223] fornece as especificações de um transformador com núcleo de

ferrita e eficiência de 99,52% a 30 kHz e 100 W. Sendo assim mesmo reservando uma margem de tolerância devido a qualidade da ferrita empregada nesse trabalho, é razoável considerar 95 % de eficiência para o transformador que será descrito mais adiante.

O dimensionamento do MCW no Apêndice F sugere 388,65 V de pico no enrolamento da carga. Com esse valor o enrolamento enxerga os 1723,3 mW necessários na entrada do multiplicador como uma carga $R_{CARGA} = 43825,46 \Omega$. Isso permite esquematizar completamente o transformador como mostra a Fig. 4.13.

Fig. 4.13. Configuração Completa do Transformador em Termos de Cargas

Refletindo as cargas para o circuito do coletor teremos o circuito equivalente da Fig. 4.14 onde todas as cargas refletidas estarão em paralelo.

Fig. 4.14. Circuito Equivalente do Transformador com as Cargas Refletidas Para a Malha do Coletor.

As perdas no transformador podem ser incluídas introduzindo-se uma resistência em paralelo no circuito do coletor. Com eficiência de 95 %, a potência média nessa resistência será 5 % da potência total das cargas (Fig. 4.15).

Com 5 % da potência, a resistência equivalente das perdas é 20 vezes maior que a associação em paralelo das cargas e pode ser desprezada com menos de 5 % de erro. Por outro lado, a relação entre as cargas refletidas é a seguinte

$$\frac{R'_{CARGA}}{h'_{ie}} = \frac{(\frac{N_c}{N_L})^2 R_{CARGA}}{(\frac{N_c}{N_b})^2 h_{ie}} = \left(\frac{N_b}{N_L}\right)^2 \frac{R_{CARGA}}{h_{ie}}$$

Fig. 4.15. Circuito Equivalente do Transformador com as Perdas Incluídas na Malha do Coletor.

Para qualquer situação realística a expressão (4.12) mostra que a impedância de entrada do transistor refletida é muito maior que a carga refletida, podendo ser desprezada. Assim o circuito equivalente do transformador fica reduzido ao da Fig. 4.16.

Fig. 4.16. Circuito Equivalente Final do Transformador

Para qualquer fonte MAT o sinal na entrada do elemento ativo do oscilador é pelo menos duas ordens de grandeza inferior ao sinal na saída do transformador. O papel deste é, indiretamente, o de garantir que a parte real do circuito sintonizado, na malha do coletor, não dependa da impedância de entrada do elemento ativo ou das perdas do próprio transformador. Esse fato permite determinar a alimentação e conseqüentemente o detalhamento final do oscilador incluindo

o transformador.

4.5.4 A Alimentação do Oscilador

Com o circuito oscilando na frequência de ressonância, a carga AC do coletor é exatamente a carga MAT refletida da maneira como foi discutida acima, ou seja

$$\left(N_c/N_L\right)^2 R_{\text{CARGA}}$$

Considerando a configuração que permite a máxima excursão de tensão no coletor para uma dada tensão de alimentação (Emissor aterrado em DC e AC), a Fig. 4.17 mostra o que ocorre e possibilita determinar vários parâmetros.

Fig. 4.17. Retas de Carga p/ Emissor Comum Aterrado em DC com Resistência Nula no Coletor.

Nesse sentido, supondo que o transformador é bem construído tem-se

$$\frac{N_c}{N_L} = \frac{V_{cem}}{V_{om}} = \frac{V_{cem}}{388,65}$$

o que permite expressar a carga AC como

$$R_{AC} = \left(\frac{V_{cem}}{388,65} \right)^2 43825,46$$

$$R_{AC} = V_{cem}^2 \cdot 0,2901 \quad (4.13)$$

ou ainda, de acordo com a Fig. 4.17

$$R_{AC} = [V_{cc} - V_{CE(sat)}]^2 \cdot 0,2901 \quad (4.14)$$

Como a própria carga AC é dependente da tensão de alimentação a potência média fornecida pela fonte de alimentação também o é:

$$\bar{P}_{cc} = 3,4466 \left(\frac{1}{1 - V_{CE(sat)}/V_{cc}} \right) \quad (4.15)$$

Por outro lado, a tensão de pico de coletor atingida no transistor (Fig. 4.17) é

$$V_{CEM} = 2V_{cc} - V_{CE(sat)} \quad (4.16)$$

Para adicionar confiabilidade ao componente ativo

observamos rigorosamente os fatores de trabalho sugeridos pelo Military Handbook 217 (ver por exemplo D'Arsenault e Roberts [42] pp. 281-294 e Apêndice C. Para transistores de potência uma tensão de pico não deve ultrapassar 60 % do máximo absoluto especificado pelo fabricante ($V_{CE\text{MAX}}$). Assim, de (4.16)

$$2V_{CC} - V_{CE(\text{sat})} < 0,60 V_{CE\text{MAX}}$$

ou

$$V_{CC} < 0,3V_{CE\text{MAX}} + 0,5 V_{CE(\text{sat})} \quad (4.17)$$

De acordo com (4.15) é interessante empregar o maior valor admissível para V_{CC} . Esse valor é sempre determinado para cada componente, uma vez que $V_{CE\text{MAX}}$ e $V_{CE(\text{sat})}$ são fornecidos pelo fabricante. Para um BJT bem conhecido como por exemplo o TIP 3055, esses parâmetros são respectivamente 70 V e 3 V [200], limitando V_{CC} a 22,5 V.

O fator que multiplica 3,4466 na expressão da potência, de alimentação (4.15) é limitado pelo máximo valor admissível para V_{CC} e por $V_{CE(\text{sat})}$. Logicamente esse limite varia de componente para componente como ilustram os valores típicos da Tabela 4.1, mas a tabela mostra também que é razoável considerar no pior caso uns 15 % acima do ideal ($V_{CE(\text{sat})} = 0$) para a potência fornecida pela fonte, excluindo-se desvios indesejáveis (eg. TIP 35). Isso nos leva

Tabela 4.1 Valores Típicos de Tensão de Saturação, Tensão Máxima entre Coletor e Emissor, etc., Para Transistores de Potência Típicos. Ref.: [200]

Transistor	V_{CEMAX} [V]	$V_{CE(sat)}$ [V]	V_{CEMAX} [V]	$\bar{P}_{cc}/3,4466$
TIP 31	40	1,2	12,60	1,1053
TIP 31A	60	1,2	18,60	1,0690
TIP 31B	80	1,2	24,60	1,0513
TIP 31C	100	1,2	30,60	1,0408
TIP 35	40	4,0	14,60	1,4000
TIP 41	40	1,5	12,75	1,1333
TIP 47	250	1,0	75,50	1,0134
TIP 51	250	1,5	75,75	1,0202
TIP 110	60	2,5	19,25	1,1493
TIP 3055	70	3,0	22,50	1,1538

ao seguinte valor de pior caso

$$\bar{P}_{cc} = 3,4466 (1,15)$$

$$\bar{P}_{cc} = 3,96359 \text{ W (pior caso)} \quad (4.18)$$

Se um regulador monolítico for empregado para fornecer essa potência, os fatores de trabalho a serem aplicados de acordo com o MIL HDBK 217 são 50 % para a potência e 60 % para a corrente. Em outras palavras, o regulador deve ser capaz de fornecer o dobro da potência expressa em (4.18) ou seja, quase 8 W.

Neste ponto cabe um comentário sobre a conveniência de um regulador monolítico. A inclusão de um regulador de bom desempenho não só torna o circuito um pouco mais complexo como um pouco mais caro, porque um transformador e um pré-retificador não podem ser excluídos. A alternativa é alimentar o oscilador diretamente de um retificador com filtro (sem regulação) que é o máximo possível de simplicidade. Nesse caso toda a regulação de linha ficaria a cargo do circuito de realimentação da MAT, um ônus a mais para esse circuito. Um regulador monolítico por sua vez melhoraria bastante a regulação de linha além de reduzir enormemente o zumbido da rede sem exigir um capacitor superdimensionado, deixando o regulador da MAT livre para só acrescentar melhoras no desempenho global.

A quase totalidade dos osciloscópios da década de 70 não emprega reguladores monolíticos na fonte MAT, apesar destes serem encontrados em outros tipos de fontes MAT, cf. eg. [37]. Isso se deve certamente a uma relação não atraente na época dos projetos. O emprego de reguladores monolíticos é contudo uma tendência atual em instrumentação já que seus preços caem com a produção em massa. Neste trabalho

optou-se por um regulador não apenas pela melhora implícita de desempenho, mas além disso por tratar-se de uma inovação que certamente estará incorporada às futuras gerações de instrumentos.

Há basicamente quatro tipos de reguladores de tensão monolíticos: regulador chaveado, regulador fixo, regulador ajustável e regulador ajustável de precisão.

Um regulador chaveado exige pelo menos um indutor externo, o que o torna complexo demais para ser considerado. Um regulador de precisão tipo 723 cf. eg. [69] seria altamente vantajoso e desejável, mas não poderia fornecer o nível de corrente necessária ao oscilador sem a adição de um componente ativo externo, o que também seria complexo demais.

Reguladores fixos são simples, confiáveis e baratos, mas a tolerância sobre o valor nominal da tensão de saída é 5 % ou pior. Além disso, tanto a tensão de entrada como a de saída são limitadas, o que não ocorre com um regulador ajustável do tipo LM 3XX [201] que pode ter entrada e saída flutuantes. Em princípio a tolerância de um regulador fixo poderia ser compensada com o potenciômetro de ajuste da NAT, mas ainda assim um regulador ajustável apresenta melhor regulação de linha e de carga, melhor rejeição de zumbido e melhor nível de ruído (desejável) na saída.

Os únicos reguladores ajustáveis de larga disponibilidade que podem fornecer com margem de segurança a potên-

cia e a corrente necessárias ao oscilador são o LM317 e o LM217, membros de uma família de dispositivos extremamente versáteis introduzidos em 1977. Ambos são reguladores de três terminais que podem fornecer (com dissipador) até 20 W e até 1,5 A. Outros dispositivos podem fornecer potências e correntes maiores (eg. LM 350), mas ou são especiais ou são produzidos (ainda) por apenas alguns fabricantes. Em vista disso, um LM217 foi escolhido para este trabalho. O LM317 tem as mesmas características básicas que o LM217, mas não pode operar em temperatura ambiente inferior a 0°C. A tabela 4.2 contém as principais características do dispositivo. Maiores detalhes podem ser encontrados na literatura de inúmeros fabricantes, eg. [201] .

Como para reguladores monolíticos o MIL STD HDBK 217 recomenda fatores de trabalho de 60 % para corrente e 50 % para a potência, o LM 217 pode fornecer até 10 W e até 900 mA, o que é mais do que suficiente para o oscilador.

Como o espectro de transistores é suficientemente amplo para satisfazer qualquer exigência de projeto, é natural procurar definir a tensão de alimentação em função do regulador. É desejável que a amplitude da tensão no coletor seja a mais alta possível, não apenas para manter distância do limite de corrente no regulador e evitar perdas gerais, mas também para que a corrente de controle seja realística para um amplificador de erro realístico. Este é um aspecto fundamental que deve receber a devida importância. Na prática pou

Tabela 4.2 Características Gerais de Um Regulador Monolítico Tipo LM217

TENSÃO DE SAÍDA	Ajustável até centenas de Volts (modo flutuante)
CORRENTE MÁXIMA	1,5 A (com dissipador)
POTENCIA MÁXIMA	20 W (com dissipador)
REGULAÇÃO DE LINHA TÍPICA	0,01 % por Volt
REGULAÇÃO DE CARGA TÍPICA	0,1 %
REJEIÇÃO DE ZUMBIDO TÍPICA	80 dB (a 120 Hz)

cos amplificadores monolíticos podem suprir mais que 100 mA continuamente e o esforço para reduzir a corrente de controle necessária é tal que em alguns projetos a tensão de pico (alimentação) no oscilador chega a 50 V eg. [82] e mesmo 100 V eg. [225] para MAT da ordem de 1 kV a 2 kV.

Um LM217 pode em princípio trabalhar com qualquer tensão de saída, até mesmo centenas de Volts. Tensões elevadas, contudo, são possíveis apenas no modo flutuante porque há um limite superior de 40 V e um limite inferior de 3 V para a tensão diferencial da entrada para a saída. Um problema muito particular da aplicação em questão, mas que não é ime-

diatamente aparente manifesta-se quando, por uma razão qualquer, houver um curto entre o coletor e o emissor do transistor (do oscilador). Se isto ocorrer com o regulador operando no modo flutuante, com entrada superior a 40 V, esta será posta em curto com o terra (devido ao tipo de polarização do oscilador) e a tensão diferencial excede o limite superior, tornando provável uma falha catastrófica no próprio regulador. Evitar isto significa aumentar a confiabilidade do sistema (menos desgaste do regulador) e simplificar a manutenção. A melhor maneira de evitar tal modo de falha é limitar a saída ao máximo permissível no modo não flutuante, ou seja, 37 V. Este limite, no entanto, não deixa margem alguma para as excursões da tensão de entrada que logicamente não será regulada. Os extremos da tensão de entrada, incluindo os efeitos do zumbido e das flutuações da rede devem necessariamente ser levados em conta (cf. Apêndice D), caso contrário, o sistema não alcançará o desempenho desejado e a confiabilidade cairá para um nível inaceitável. Chamando as tensões de entrada e de saída do regulador respectivamente de V_{RET} e V_{CC} , as condições a serem observadas são as seguintes

$$V_{RET}(\text{máx}) < 40V \quad (4.19)$$

$$V_{RET}(\text{mín}) - V_{CC} > 3V \quad (4.20)$$

Para poder operar com $V_{CC} = 37V$ precisaríamos zumbido igual a zero mesmo que não houvessem flutuações na

rede. Zumbido nulo é impossível e mesmo valores finitos de tensão de zumbido podem cobrar um preço absurdo dos retificadores que precedem o regulador. Por outro lado, um zumbido muito amplo reduz demais a máxima tensão possível na saída do regulador, como se pode apreciar na Fig. 4.18.

Fig. 4.18. Tensão de Entrada x Tensão de Saída Para um Regulador Tipo LM 317. Região ①: Permissível.

Logicamente um compromisso deve ser estabelecido, e uma inspeção das curvas de Schade eg. [201] revela que 1 % é um valor realístico para a tensão de pico do zumbido considerando-se a carga vista antes do regulador (~ 30 V, ~ 4 W). Levando em conta a flutuação de +10 % e -12 % admitida para este trabalho (Apêndice D) mais 1 % de zumbido tem-se:

Se

V_{RET} — Tensão na entrada do regulador (filtrada)

V_{NRET} — Tensão na saída do retificador sem filtro.

Então

$$V_{RET}(DC) = V_{NRET}(pico) - 0,01 V_{RET}(DC)$$

$$V_{RET}(max) = 1,10 V_{NRET}(pico)$$

$$V_{RET}(min) = 0,88 V_{NRET}(pico) - 0,02 V_{RET}(min)$$

Reescrevendo

$$V_{RET}(DC) = \frac{1}{1,01} V_{NRET}(pico)$$

$$V_{RET}(max) = 1,10 V_{NRET}(pico)$$

$$V_{RET}(min) = \frac{0,88 \cdot 1,01}{1,02} V_{NRET}(pico)$$

Ou, eliminado $V_{NRET}(pico)$

$$V_{RET}(max) = 1,111 V_{RET}(DC)$$

$$V_{RET}(min) = 0,871372549 V_{RET}(DC)$$

Finalmente

$$V_{RET} = V_{RET}(DC) + \begin{array}{l} 11,100\% \\ - 12,863\% \end{array} \quad (4.21)$$

Nessas condições o maior valor possível para a tensão na saída do regulador (cf. Fig. 4.18) é obtido com

$$V_{\text{RET}}(\text{DC}) + 11,100 \% = 40 \text{ V}$$

Ou

$$V_{\text{RET}}(\text{DC}) = 36,0036 \text{ V} \quad (4.22)$$

As expressões (4.21) e (4.22) implicam (cf. Fig. 4.18)

$$V_{\text{CC}} < V_{\text{RET}}(\text{DC}) - 12,863 \% - 3$$

$$V_{\text{CC}} < 28,3725 \text{ V} \quad (4.23)$$

Poderíamos tomar 28 V para alimentar o oscilador e criar uma pequena margem de tolerância para o ajuste do valor nominal na saída do retificador (entrada do regulador). Por uma coincidência extraordinária 28 V é um valor notável porque é uma tensão DC padronizada (pela aviação, por exemplo) e disponível a partir de diferentes tipos de baterias. Inúmeros conversores MAT alimentados com 28 V têm sido construídos ultimamente para aplicações científicas, de modo que essa seria uma excelente escolha. Uma análise de vários fatores revela que 24 V seria uma escolha ainda melhor pelas seguintes razões: ainda é uma tensão suficientemente alta

para garantir que a corrente do regulador não exceda o máximo permissível; introduz uma folga para o zumbido do retificador, para a flutuação da rede, para o ajuste do valor nominal da saída do retificador ou mesmo para os três. Esta mesma folga reduz ainda o fator de trabalho da tensão diferencial aumentando a confiabilidade e além de tudo, 24 V é uma tensão altamente preferencial (mais do que 28 V) como se despreende da Tabela 4.3.

A primeira tensão preferencial abaixo de e comparável a 24 V é a de 18 V que embora possa ser empregada, não se justifica. A única vantagem do emprego de 18 V seria uma ampliação do limite de flutuação tolerável na entrada do regulador, implicando uma retificação menos exigente, mas custando um acréscimo de quase 36 % na corrente eficaz no coletor do transistor (idem na base), enquanto que ao passar de 28 V para 24 V o acréscimo é de apenas 17,54%. Este acréscimo de corrente além de refletir negativamente no amplificador de erro, exigiria, para manter a margem de segurança possível com 24 V, uma modificação nos enrolamentos com outras consequências. É possível mostrar também que para o mesmo número de enrolamentos de base a tensão AC na base para

$V_{cc} = 18 \text{ V}$ tende a se estabilizar num valor mais acima da tensão de "cut in" que para $V_{cc} = 24 \text{ V}$. Dessa forma, a alimentação de 24 V é ótima ou quase ótima para as condições de contorno deste trabalho. Vários osciladores foram testados com e sem carga, com tensão variando de 10 V a aproximadamente 50 V, sem maiores problemas para os transistores

Tabela 4.3 Alguns Aspectos do Caráter Preferencial da Tensão de 24 V DC.

- Múltiplo inteiro de células recarregáveis de Ni-Fe, Ag-Zn e Pb-Ácido.
- Submúltiplo inteiro da tensão de operação de equipamento telefônico (48 V).
- Submúltiplo inteiro da tensão de operação de mostradores tipo plasma (96 V).
- Alimentação de micromotores DC (eg. Philips).
- Valor para o qual certos conversores DC-DC têm o pico de eficiência (cf. HP Journal 21(5), Jan 1970).
- Empregado em conversores MAT cf. TOWERS , COOPER .
- Disponível a partir de reguladores monolíticos fixos (eg. μA 7824).

(com dissipador) e sem sobreaquecimento do transformador. Em vista disto, é necessário ressaltar que o caráter preferencial da tensão de 24 V deve-se principalmente à decisão de empregar um regulador monolítico (LM217/LM317). Como a adoção de 24 V tornaria o projeto da MAT bastante flexível em termos de instrumentação (cf. Tabela 4.3), esta foi a tensão escolhida para alimentar o oscilador. É desnecessário acres-

centar que esta escolha implica aceitar uma corrente maior para o amplificador de erro.

A Fig. 4.19 mostra a configuração na qual deve ser empregado o regulador para fornecer os 24 V. Todos os componentes foram escolhidos para operar com confiabilidade. O resistor de $220\ \Omega$ foi escolhido com base numa sugestão do fabricante do regulador [201]. O valor do potenciômetro é consequência dessa escolha e da expressão da tensão de saída:

$$V_{CC} = V_{REF} \left(1 + \frac{RR_2}{RR_1} \right) \quad (4.24)$$

Como há uma tolerância de $\pm 4\%$ sobre o valor nominal de V_{REF} (1,25 V), o ideal seria adicionar mais um resistor em série com o potenciômetro para garantir um mínimo de resistência e evitar acidentes no momento de ajuste inicial ou durante uma calibração. É mais econômico, no entanto, manter só o potenciômetro e lacrá-lo após qualquer ajuste, que deve ser feito com todo cuidado. Qualquer manual, diagrama ou descrição do circuito deve conter instruções precisas a esse respeito.

Para a estrutura da Fig. 4.19 a relação de rejeição de zumbido típica para o LM217/LM317 (65 dB), produz na saída um zumbido de valor típico igual a $400\ \mu V$ pico-a-pico o que atesta o verdadeiro impacto que produz o emprego de um regulador monolítico na fonte MAT.

Fig. 4.19. Configuração do Regulador Monolítico p/ Saída de 24V no Modo Não Flutuante.

Tanto o resistor $RR1$ como o potenciômetro $RR2$ sofrem durante o uso uma acomodação que pode alterar a tensão de saída mais do que seria desejável. Isto sugere uma pré-acomodação do tipo 1000 horas (cf. Apêndice D) para minimizar o intervalo entre reajustes. Nesse caso seria necessário melhorar a tolerância do resistor pelo menos de uma ordem de grandeza para evitar problemas numa eventual substituição (em manutenção). Uma alternativa é garantir condições de operação tais que o resistor tenha vida mais longa. Esta é a alternativa neste trabalho.

A máxima excursão de temperatura permitida para o

LM317/LM217 é $+125^{\circ}\text{C}$, a partir de 25°C . Considerando um coeficiente de temperatura de 100 ppm para a relação RR_2/RR_1 , teremos uma variação de aproximadamente $1,2\%$ em V_{CC} . Acontece que o coeficiente de temperatura de uma relação de resistências deve ser muito menor que o nominal de ambas devido ao efeito de rastreio se forem construídas do mesmo material. Além disso, a máxima excursão de temperatura raramente ocorre, principalmente se a dissipação nos resistores for pequena. É o que ocorre nesse projeto, fazendo prever que a máxima deriva de V_{CC} devido a deriva de RR_1 e RR_2 fique na casa de algumas centenas de ppm . Uma alternativa para diminuí-la ainda mais seria utilizar resistores de película metálica, levando em conta que são mais caros.

Para finalizar, a Fig. 4.20 mostra as subdivisões da faixa dentro da qual o sinal na entrada do LM317/LM217 pode excursionar.

O valor de 3% para a tolerância de ajuste foi escolhido de tal modo a ser um número inteiro e ainda permitir uma margem de guarda em relação aos limites (4.19) e (4.20). O zumbido máximo foi limitado a 1% por ser este um valor realístico. A tolerância sobre a tensão da rede é considerada no Apêndice D e os restantes valores são consequência desses primeiros.

Fig. 4.20. Graus de Liberdade para a Tensão na Entrada do Regulador com Saída de +24V.

4.5.4.1 O Transistor

A adoção de 24V traz um benefício adicional: possibilita empregar em condições de alta confiabilidade um dos transistores de potência mais baratos e de maior disponibilidade. Trata-se do tipo TIP 31 (NPN) que pode suportar até 40 W (a 25°C) com dissipador. Aplicando ao caso em questão os fatores de trabalho do MIL HDBK 217 para transistores de potência, que são 50% para corrente, 60% para tensão e 30% para potência (Apêndice D), precisaríamos de um componente que suportasse 604,666 mA, 78V e 6,349W. Um BJT NPN tipo TIP 31 suporta com folga esta corrente, sendo necessário empregar a versão TIP 31B ou TIP 31C (cf. Tabela 4.1) para que exista folga na tensão. Quanto à potência, só pode ser dissipada confiavelmente com um dissipador e neste caso a temperatura do envólucro pode ir até 130°C. Tanto a corrente de 604,666 mA como a tensão de 78V são os valores de pico repetitivo, de tal forma que o transistor deve operar em excelentes condições, com elevada confiabilidade. Além de serem produzidos em massa por inúmeros fabricantes americanos, os transistores TIP 31 têm equivalentes europeus (BD 241) de vários fornecedores e são disponíveis no Brasil. Nos protótipos do oscilador testados em laboratório foram empregados inicialmente unidades TIP 31A da Texas Instruments e EM 7055 da Fairchild. Posteriormente foram empregados componentes da série VN da Siliconix, todos montados num dissipador improvisado pelo autor. Estes componentes permitiram validar função

nalmente o oscilador e demonstrar que em princípio um TIP 31C é altamente recomendável, embora uma justificativa mais detalhada para a escolha do componente ativo seja exposta mais adiante.

4.5.5 A Estrutura Física do Transformador

O primeiro passo na configuração de um transformador é a escolha do núcleo. Para este trabalho foram considerados núcleos de lâminas rígidas de ferro-silício e núcleos de ferrita, sendo descartados os núcleos de fita bobinada (não são disponíveis no Brasil). Ferrita macia foi o material escolhido para o núcleo do transformador da Fonte MAT principalmente porque essa classe de material se comporta melhor que o ferro-silício em altas frequências (acima de 3 kHz) [181] [182], sendo que operar em alta frequência constitui a filosofia central do conversor MAT desenvolvido. Ferritas além disso, apresentam alta resistividade que é exatamente uma das características desejadas para um circuito de altas tensões. Há desvantagens nas ferritas, mas são poucas. Uma delas é sua fragilidade mecânica. As vantagens do ferro-silício, por outro lado, são de natureza menos técnica. Trata-se de um produto bem amadurecido, com mais de um fornecedor e com tecnologia nacional a preços competitivos. Não apenas núcleos como também transformadores prontos são disponíveis e ou podem ser encomendados [226]. Outra vantagem é que núcleos de ferro saturam com uma densidade de flu-

zo superior a dos núcleos de ferrita. Os núcleos de ferrita são contudo, marcadamente superiores em dezenas de kHz e apresentam vantagens adicionais, como por exemplo, menor peso e volume para uma dada aplicação. Em vista disso são largamente empregados em fontes e instrumentação em geral, incluindo osciloscópios.

Ferritas para transformadores de potência, ao contrário de ferritas para comunicações constituem coisa relativamente nova no Brasil tendo sua comercialização em massa começado com o advento de fontes chaveadas. Ao iniciar este trabalho o autor teve também a preocupação de ganhar e documentar alguma experiência em ferritas macias.

Ferritas macias são óxidos sinterizados (cerâmica) de ferro e um ou mais metais trivalentes, que apresentam alta permeabilidade magnética.

Nesse contexto é mais objetivo tratar diretamente das características de ferritas macias disponíveis, mas vale a pena ressaltar a título de referência o trabalho de Snelling, 1972 [181] como uma boa resenha sobre o assunto.

O tipo de núcleo escolhido é o de geometria "E" padronizado pela indústria internacional (DIN41295). Para potências suficientemente baixas (1 a 2 W) como a potência em jogo neste trabalho, núcleos tipo "pote" poderiam também ser empregados já que os volumes disponíveis permitem transmitir potências desta ordem. Na verdade, conquanto exista uma

certa preferência geral por esses núcleos [177]

Snelling aponta desvantagens em termos de espaço ocupado em placa de circuito impresso e com relação à dificuldade de terminação dos enrolamentos [181] [182] .

Os núcleos "E" por outro lado, apresentam vantagens que os tornam preferenciais para este trabalho. Em primeiro lugar a geometria desses núcleos possibilita enrolamentos com maior isolação elétrica (não coaxiais), o que é importante para MAT. Em segundo lugar, são mais simples e mais baratos. No Brasil só existem dois fabricantes de ferritas e a disponibilidade é consequentemente limitada. A linha de núcleos para transformadores de um dos fabricantes inclui núcleos "E" e "potes" enquanto que o outro produz somente núcleos "E". Desta forma, os núcleos "E" têm a vantagem de segundo fornecedor. Quanto aos núcleos empregados em osciloscópios nota-se que não há homogeneidade. Núcleos "E" ou variantes (eg. "EC") são contudo, bem comuns [82] , [195].

Os primeiros testes do transformador e do próprio OCS para este trabalho foram feitos com um núcleo E30 marca Thorton-Inpec. Posteriormente este núcleo foi substituído por um E55 de volume efetivo aproximadamente dez vezes maior e perdas bem menores. O máximo que se poderia empregar em termos de volume seria um E65, mas a escolha recaiu sobre um E55 por ser o maior dentre os tipos com segundo fornecedor (no Brasil). Núcleos de dimensões maiores são melhores para MAT porque diminuem o risco de ocorrência de processos destrutivos. Além disto, as perdas no material são menores em

alta frequência o que não deixa de ser um ponto positivo. Os dados de catálogo dos fabricantes nacionais são exíguos, mas muita informação pode ser extrapolada a partir dos dados de fabricantes consagrados no exterior. Os núcleos E55 da Companhia Siemens, por exemplo, possibilitam transferir mais de 200 W a 20 kHz com alta frequência [177] o que significa perdas desprezíveis (no núcleo) para potências em torno de 1 ou 2 Watts. Em outras palavras, para frequências dessa ordem de grandeza (eg. 33 kHz) predominam as perdas no cobre, mesmo levando em conta as diferenças entre os materiais nacionais e os da Siemens. A Siemens fabrica núcleos "E" com ferritas de $MnZn$, classe IV da IEC, que são típicos de inúmeros fabricantes (eg. Siemens N27, N41 e N48 e Philips 3C2, 3C6 e 3C8) [181].

No Brasil tanto a Thorton-Inpec como a Constanta fabricam o E55 com ferrita de $MnZn$. O material da Thorton-Inpec é IP-6 enquanto que o da Constanta pode ser 3C4, 3C6 ou 3C8. Não obstante terem sido testados somente núcleos da Thorton-Inpec para este trabalho, os núcleos de material 3C8 parecem mais indicados para MAT, sendo os mais citados na literatura. Ruitberg por exemplo [166], emprega 3C8 numa fonte de 35 kV. A Companhia Ceramag (EUA) recomenda o seu material C/24B para transformadores de alta tensão [29] e os dados de catálogo do C/24B são semelhantes aos do 3C8.

Fig. 4.21. Dimensões de um Núcleo Padrão IEC E55.
(Meio Núcleo)

4.5.6 A Configuração do Transformador do Ponto de Vista de Circuito

Com a estrutura física do transformador (núcleo) e a tensão de alimentação definidas, o número de espiras bem como as relações de espiras é um problema determinado.

Como um primeiro passo obtemos a amplitude das oscilações (tensão no coletor) subtraindo a tensão de saturação nominal (1,2V para um TIP 31) da tensão de alimentação:

$$V_{cem} = V_{cc} - V_{CE(sat)} \quad (4.25)$$

$$V_{cem} = 24 - 1,2$$

$$V_{cem} = 22,8 \text{ V} \quad (4.26)$$

Essa amplitude é a máxima possível com 24V num TIP 31 independente da corrente. Como a amplitude desejada no enrolamento da carga é conhecida (Apêndice F), a relação de espiras do enrolamento da carga para o enrolamento do coletor NL/NC é obtida diretamente:

$$\frac{N_L}{N_C} = \frac{V_{Lm}}{V_{cem}} \quad (4.27)$$

$$\frac{N_L}{N_C} = \frac{388,65}{22,80}$$

$$\frac{N_L}{N_C} = 17,046 \quad (4.28)$$

A corrente de polarização do oscilador também pode ser obtida diretamente de V_{cem} aplicando (4.13) à expressão de I_{ca} da Fig. 4.17:

$$I_{ca} = \frac{1}{V_{cem} \cdot 0,2901} \quad (4.29)$$

A corrente total do coletor é constituída de uma corrente senoidal de amplitude I_{ca} superposta à corrente

(4.29), o que simplifica a expressão de seu valor eficaz

$$I_{cef}^2 = I_{ca}^2 + (I_{ca}/\sqrt{2})^2$$

De (4.29)

$$I_{cef} = \sqrt{3/2} I_{ca}$$

$$I_{cef} = \frac{\sqrt{3/2}}{V_{cem} 0,2901} \quad (4.30)$$

$$I_{cef} = 185,141 \text{ mA} \quad (4.31)$$

Este valor eficaz será útil mais adiante na escolha da fiação, que por sua vez influencia outros parâmetros.

4.5.6.1 Capacitância Externa e Capacitância Distribuída

Um dos requisitos mais importantes relativos ao transformador é que possa ser sintonizado na frequência de interesse com a adição de uma capacitância externa. Esta capacitância externa, instalada no lado do coletor, deve exercer uma indutância em paralelo a uma capacitância parasítica

distribuída, devido aos enrolamentos. Para que a frequência de ressonância seja ajustável externamente é necessário que a capacitância externa predomine sobre a distribuída. Isso deve ser garantido em projeto, mas tanto a indutância equivalente como a capacitância distribuída dependem do número de espiras (de maneira complexa) e uma série de restrições são impostas, fazendo com que a determinação do número de espiras e camadas dos enrolamentos seja um processo iterativo.

Com a frequência nominal do oscilador de 35 kHz, de acordo com a argumentação em 4.5.6 e com o valor nominal do fator de indutância A_L de um núcleo E55/21 da Thorton-Inpec (empregado neste trabalho) que é 5500 nH, podemos escrever uma expressão para a capacitância externa:

$$\text{Equação da indutância} \quad L = A_L N_c^2 \quad (4.32)$$

$$\text{Equação do Tanque} \quad L C_{ext} = 1/(2\pi f)^2 \quad (4.33)$$

$$\text{Conseqüentemente} \quad C_{ext} = \frac{1}{A_L (2\pi f N_c)^2} \quad (4.34)$$

$$\text{Substituindo} \quad C_{ext} = \frac{3,756 \cdot 10^{-6}}{N_c^2} \quad (4.35)$$

Para que (4.35) seja aplicável é preciso que a capacitância parasítica equivalente C_p devido à capacitância distribuída dos enrolamentos seja pelo menos uma ordem de grandeza inferior à capacitância externa C_{ext} . Uma capacitância parasítica muito maior dificulta muito a sintonia do

oscilador e um valor muito menor impõe restrições muito pesadas sobre os números absolutos de espiras. Em vista disso a seguinte relação de projeto foi imposta neste trabalho:

$$C_{ext} > L_0 C_p \quad (4.36)$$

A capacitância parasítica vista pelo primário de um transformador é algo complexo de equacionar por tratar-se de um modelo duplamente simplificado. Trata-se em primeiro lugar de uma concentração de parâmetros e em segundo lugar a representação em paralelo é forçada para ser convenientemente simples e analiticamente manipulável. Não há outra saída exceto computacional. Qualquer transformador é uma estrutura complexa distribuída no espaço e a melhor solução para uma efetiva otimização é um enfoque de parâmetros distribuídos via simulação numérica (elementos finitos?). Para os propósitos deste trabalho, contudo, é suficiente um modelo simplificado que estabeleça corretamente a ordem de grandeza da componente dominante da capacitância parasítica equivalente. Inicialmente empregou-se o modelo de Millman e Taub (1965) [124] porque esses autores apresentam uma boa e comum discussão do problema, bem como uma dedução analítica aparentemente satisfatória da expressão da capacitância parasítica. Não obstante muita dificuldade foi experimentada em laboratório na tentativa de compatibilizar com esse modelo as frequências medidas. Posteriormente empregou-se o modelo descrito por Landee et al. com resultados realísticos. No mo

Fig. 4.22. Curvas Típicas de Magnetização Estática para as Principais Ferritas de Classe IV de Três Fabricantes Diferentes.

delo de Millman e Taub a capacitância parasítica é proporcional a uma função quadrática da relação de espiras do secundário para o primário (cf. pp 72-3 de 124), crescendo muito para transformadores com elevada relação de espiras. No modelo mencionado por Landee et al. 104] a capacitância parasítica é proporcional a uma função do número de camadas:

$$C_p = 0,3 C_0 \left(\frac{p-1}{p^2} \right) \quad (4.37)$$

C_0 - Constante dependente da geometria do núcleo e de características dos fios empregados.

p - Número de camadas enroladas.

A expressão de Landee et al. também é apresentada por McLyman (1978) [119] e por Snelling [182] (pp 206-7) corroborando sua validade.

Como é possível expressar o número de camadas em função do número de espiras do enrolamento do coletor, N_c , a equação da capacitância parasítica mais a equação da capacitância externa permitem chegar a uma inequação em N_c e assim estabelecer um limite superior para esse parâmetro. Considerações relativas à tensão é o número de espiras na base dentre outras levam a escolha final do valor de N_c e conseqüentemente ao dimensionamento de todo o transformador como é feito em 4.5.5.2.

Antes de prosseguir é necessário determinar o valor de C_o para o caso em questão.

De acordo com Landee et al.

104

Mc-

Lyman [119] e Snelling [182], C_o depende do comprimento médio das espiras MLT , da largura do enrolamento λ , da constante dielétrica ϵ do isolamento dos fios e da espessura da isolação dos fios d :

$$C_o = \frac{MLT \cdot \lambda \cdot \epsilon}{d} \quad (4.38)$$

É interessante observar que a constante de proporcionalidade na expressão de Millman & Taub [124] é idêntica a (4.38).

Um valor conservador para MLT obtém-se a partir da secção do carretel Thorton-Inpec para núcleo E55 [204] como mostra a Fig. 4.23.

Fig. 4.23. Dimensões Nominais Externas do Carretel p/ Núcleo E-55. (Thorton-INPEC CE 55/23/21 - 1/0 - P).

$$MLT = 2(23,5 + 19,6) = 86,2 \text{ mm}$$

$$MLT = 8,62 \text{ cm}$$

Para fios desde AWG 28 até AWG 33 a espessura da isolação é 38,1 microns [119], portanto

$$d = 3,81 \cdot 10^{-5} \text{ m}$$

A largura dos enrolamentos de acordo com a Fig. 4.23 é $\lambda = 3,22 \text{ cm}$.

Com relação à constante dielétrica é razoável tomar ϵ_r igual a 3 que é bem representativo para a maioria dos isolantes. Assim

$$\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0 = 3 (36\pi \cdot 10^9)^{-1} \text{ F/m}$$

$$\epsilon = 9,142 \text{ pF/m}$$

Com todos estes valores a expressão (4.38) assume o seguinte valor

$$C_0 = \frac{8,62 \cdot 10^{-2} \cdot 3,22 \cdot 10^{-2} \cdot 9,142 \cdot 10^{-12}}{3,81 \cdot 10^{-5}}$$

$$C_0 = 6,445 \cdot 10^{-10} \text{ F}$$

$$C_0 = 644,15 \text{ pF} \quad (4.39)$$

O número total de espiras é

$$\begin{aligned}
 N_{TOT} &= N_B + N_C + N_L \\
 &= N_C (N_B/N_C) + N_C + N_C (N_L/N_C) \\
 &= N_C \left(\frac{V_{bem}}{V_{cem}} \right) + N_C + N_C \left(\frac{V_{om}}{V_{cem}} \right) \\
 &= N_C \left(\frac{V_{bem}}{22,8} \right) + N_C + N_C \left(\frac{389,65}{22,8} \right)
 \end{aligned}$$

Portanto $N_{TOT} = A N_C$ (4.40)

onde $A = \frac{V_{bem}}{22,8} + 1 + \frac{389,65}{22,8}$ (4.41)

Considerando a janela de enrolamento totalmente preenchida, o número de espiras por camada é

$$B = \frac{\lambda}{\phi} \quad (4.42)$$

Onde ϕ é o diâmetro externo dos condutores com isolamento.

Aplicando um critério largamente testado [203],

a corrente (4.31) nos obriga a utilizar condutores AWG 28 (pelo menos), cujo diâmetro externo varia conforme a fonte, mas que não ultrapassa 0,38 mm cf. [171] Utilizando AWG 28 temos uma excelente margem de segurança em relação à corrente, garantindo confiabilidade.

Introduzindo $\phi = 0,38$ mm e $\lambda = 31,6$ mm (valor mínimo para carretel E55) em (4.42) tem-se

$$B = \frac{31,6}{0,38}$$

$$B = 83 \quad (4.43)$$

O número de camadas evidentemente depende do número total de espiras e do número de espiras por camada:

$$p = \frac{N_{TOT}}{B}$$

De (4.40) e (4.43)

$$p = \frac{A N_c}{83} \quad (4.44)$$

Levando em conta (4.35), (4.36), (4.37), (4.39) e (4.44) temos

$$\frac{3,7596 \cdot 10^{-6}}{N_c^2} > 3 \cdot 6,4415 \cdot 10^{-10} \left[\frac{A/13 N_c - 1}{(A/13)^2 N_c^2} \right]$$

Explicitando N_c :

$$N_c < 23,439875 A + \frac{13}{A} \quad (4.45)$$

Reexaminando (4.41) notamos que A depende predominantemente da relação N_L/N_c e é praticamente insensível a V_{bem} se um BJT for utilizado, valendo de 18,05 a 18,09 para V_{bem} em torno de 1 Volt. Isso permite determinar o limite superior de N_c :

$$N_c < 421,6155 \quad (4.46)$$

Considerando que é mais interessante ter apenas um capacitor externo para sintonizar o oscilador, podemos construir uma tabela (Tabela 4.4) através de (4.35) com valores padronizados de capacitâncias para determinar o valor ótimo de N_c . Antes, contudo, é útil notar que como a janela de enrolamento tem uma profundidade de 8 mm, cf. [204], o máximo número de camadas de fio AWG 28 que podemos garantir é 21, fato que contribui para simplificar a Tabela 4.4.

Fica evidente através da Tabela 4.4 que N_c deve

Tabela 4.4 Número de Espiras dos Enrolamentos de Coletor e de Saída e Número de Camadas para Valores Padronizados de Capacitância (IEC E6).

$C_{ext}[\mu F]$	$N_c(\text{teórico})$	$N_c(\text{real})$	$N_L(\text{teórico})$	$N_L(\text{real})$	P
100	193,897	194	3289,89	3290	42
150	158,316	158	2693,28	2693	34
220	130,725	131	2228,35	2228	29
330	106,737	107	1823,93	1824	23
470	89,438	89	1517,10	1517	19
680	74,356	74	1261,41	1261	16
1000	61,316	61	1039,81	1040	13
1500	50,064	50	852,30	852	11

ser igual ou inferior a 89 (dentre os valores da tabela). Com os valores de N_c podemos investigar o número de espiras e a tensão de pico na base (V_{bem}), o que é feito através da Tabela 4.5 construída de tal forma a conter somente valores realísticos de N_g e V_{bem} . É importante que o número de espiras no enrolamento da base seja tanto maior que a uni

Tabela 4.5 Tensão de Pico na Base em Função de Valores Inteiros Possíveis para N_B e N_C .

$N_C \backslash N_B$	50	61	74	89
1	0,456	0,373	0,308	0,256
2	0,912	0,747	0,616	0,512
3	1,368	1,121	0,924	0,768
4	1,824	1,495	1,232	1,025
5	2,280	1,869	1,540	1,281

dade quanto possível para proporcionar maior rigidez mecânica e para que o acoplamento seja mais completo. Por outro lado, é preferível que V_{bem} não seja muito maior que a tensão "CUTIN" ($V_f \approx 0,5V$) [123], no caso de transistor bipolar, para que a distorção seja moderada. Um compromisso razoável é ter V_{bem} igual a 0,512 V e aceitar apenas duas espiras no enrolamento da base. Com esses números são automaticamente determinados todos os parâmetros de circuito do transformador conforme mostra a Tabela 4.6.

Além da compreensível dificuldade prática de conseguir oscilações na frequência de 35 klz, uma grande dificuldade foi encontrada na tentativa de medir-se a indutância L.

Tabela 4.6 Principais Parâmetros de Circuito do Transformador.

N_L	_____	1517
N_C	_____	89
N_B	_____	2
N_L/N_C	_____	17,05
N_C/N_B	_____	44,50
C_{ext}	_____	$\sim 470 \text{ pF}$
C_p	(LANDEE et al.) _____	$\sim 10 \text{ pF}$
C_p	(MILLMAN & TAUB) _____	$\sim 1,3 \text{ } \mu\text{F}$
P	_____	19
L	_____	$\sim 43,57 \text{ mH (nominal)}$
$r_{AWG 28}$	_____	$\sim 30 \text{ } \Omega$

De qualquer modo diferentes circuitos funcionaram com valores muito próximos dos da Tabela 4.6, restando portanto, confirmar se a relação N_C/N_B garante oscilações em alguma faixa útil.

4.5.6.2 Um Aspecto da Estabilidade

Como o valor escolhido para N_C/N_B é maior que a unidade (44,5), estará no intervalo (4.7) simplesmente se for menor que N_2 . Para o problema em questão tem-se

$$N_2 = \frac{h_{fe} R_{ac} + \sqrt{(h_{fe} R_{ac})^2 + 4 R_{ac} h_{ie}}}{2 h_{ie}} \quad \begin{matrix} 170 \\ (4.47) \end{matrix}$$

Mas para um BJT

$$h_{ie} = \frac{h_{FE} \cdot V_T}{I_{CQ}} \quad (4.48)$$

A temperatura ambiente de 25°C $V_T = 26 \text{ mV}$, substituindo em (4.48) a expressão de I_{CQ} (4.29) com valores já determinados chega-se à seguinte expressão para h_{ie} :

$$h_{ie} = h_{FE} \cdot 0,1719956 \quad (4.49)$$

Substituindo em (4.47) obtém-se

$$N_2 = \frac{h_{fe} R_{ac} + \sqrt{R_{ac} [(150,927 h_{fe}) h_{fe} - 0,689512 h_{FE}]}}{2 h_{ie}}$$

Que claramente permite a seguinte simplificação

$$N_2 \approx \frac{h_{fe} R_{ac}}{h_{ie}} \quad (4.50)$$

De (4.14), (4.26) e (4.49) N_2 passa a ser

$$N_2 = \frac{h_{fe}}{h_{FE}} \cdot 876,923 \quad (4.51)$$

Tanto h_{fe} como h_{FE} dependem da corrente quiescente de coletor do transistor, sendo praticamente iguais nas vizinhanças de 100 mA para um transistor típico 169

Há sempre uma região em que h_{fe} é menor que h_{FE} e no caso de um TIP 31C essa região contém o valor da corrente quiescente deste trabalho (cf. (4.29)). No pior caso, de acordo com literatura do fabricante, h_{fe} pode chegar a aproximadamente 1/3 de h_{FE} . Por outro lado, a tensão térmica deve sofrer uma correção devido as variações no processo de fabricação e devido a variação de temperatura. Como o processo de fabricação introduz um fator de multiplicação que pode dobrar o valor teórico de V_T [123] no pior caso o valor mínimo de N_2 gira em torno de 1/6 de (4.51) na temperatura ambiente, ou seja

$$N_2(\text{mín}) \approx \frac{876,923}{6} \quad (4.52)$$

Como V_T é proporcional à temperatura absoluta, a máxima excursão de temperatura admissível para um componente semiconductor, que é de 25°C a 150°C, equivale a multiplicar V_T ou dividir (4.52) por aproximadamente 1,4.

Claramente, mesmo que o coeficiente 876,923 fique reduzido de uma ordem de grandeza, que é mais do que deve ocorrer na prática nas piores condições, a relação de espiras N_c/N_B permanece dentro da região (4.7). Não é possível garantir que N_c/N_B permaneça próxima da relação preferencial (4.9), mas (4.8) será alterada e as oscilações serão

estáveis com a temperatura para um oscilador construído com TIP 31C, com uma corrente de coletor da ordem de 100mA.

4.5.7 A Escolha de Uma Frequência Preferencial

A idéia central por trás de um conversor com oscilador harmônico é conseguir bom ganho de tensão e uma fina filtragem com componentes simples e de especificação relaxada. Assim, pelo menos em princípio, a frequência utilizada (f_0) deveria ser a mais alta possível. Há, contudo (compreensivelmente), restrições para essa frequência, particularmente quando se trata de MAT. Ao passo que as fontes chaveadas mais recentes caminham em direção à barreira dos 500 kHz [143], uma fonte MAT tem de início uma limitação imposta pelo multiplicador de tensão cujos retificadores trabalham com elevadas tensões de polarização reversa e portanto elevada capacitância de junção, ou seja, baixa frequência de corte. A seguir são discutidas as principais restrições, determinando-se um valor para a frequência que se não é ótima é pelo menos fortemente preferencial. Nesse contexto a importância de uma frequência ótima para a ferrita (em termos de perdas) foi deliberadamente minimizada como restrição, principalmente por tratar-se de uma aplicação de baixa potência.

A primeira restrição efetiva a ser considerada é o limite superior para a faixa útil dos materiais com os quais se fabricam núcleos "E". Os fabricantes locais não fornecem dados a respeito, mas como admitem um esforço para observar

as normas internacionais, é razoável aceitar o valor de 100 kHz publicado pelos fabricantes mais importantes e conceituados eg. [177]. Núcleos "E" em materiais para frequências superiores a 100 kHz existem, mas são especiais e portanto, não atrativos sob o aspecto de manutenção.

A segunda restrição é relativa à experiência acumulada pelos fabricantes de osciloscópios e pode ser apreciada notando-se que a máxima frequência utilizada nas fontes MAT está em torno de 50 kHz (Tabela 4.7). Sem dúvida este limite deve levar em conta dentre outras coisas, as limitações dos multiplicadores de tensão.

A terceira restrição diz respeito a acústica. Transformadores tornam-se fontes de radiação acústica audível quando excitados eletricamente nessa faixa. Isso é inconveniente e procura-se garantir que a frequência do conversor seja ultrassônica, isto é, maior que 20 kHz. Neste trabalho será introduzida uma margem de segurança adicional que consiste em evitar que certos produtos de intermodulação sejam audíveis. Num osciloscópio há pelo menos três sinais periódicos além do sinal do oscilador da MAT e do sinal da rede: o sinal de varredura, o sinal de calibração e o sinal de amostragem dos canais.

A frequência do sinal de varredura varia numa faixa dinâmica ampla demais e como tal não faz sentido considerá-lo para efeito de intermodulação. O sinal de amostragem

por outro lado, é quase sempre superior a 100 kHz, e em geral fica entre 200 kHz e 500 kHz [85], [84], [3] mesmo para osciloscópios de classe de 15 MHz. Isto significa que para uma frequência de MAT entre 20 kHz e 50 kHz somente recairão na faixa audível produtos de ordem elevada demais para ser considerada.

O sinal de calibração por sua vez deve ser considerado sob o aspecto de intermodulação por ser de baixa frequência. Em geral essa frequência é de 1 kHz, mas chega a 2,5 kHz em alguns instrumentos. Considerando somente produtos de ordem não superior a 3, no pior caso teríamos a seguinte expressão quantitativa para a terceira restrição:

$$\begin{aligned} f_0 - 2 \cdot 2,5 \text{ kHz} &> 20 \text{ kHz} \\ \text{ou} \\ f_0 &> 25 \text{ kHz} \end{aligned} \quad (4.53)$$

A quarta restrição importante a considerar é relativa a IEM. É impossível eliminar completamente a potência de fuga irradiada por um oscilador instalado no interior de um instrumento eletrônico a não ser a um custo elevado. Por outro lado, a regulamentação sobre emissão de interferência eletromagnética tem se tornado mais rigorosa ultimamente (nos países industrializados) [13], [128], [23] de tal maneira que uma preocupação com harmônicas e produtos de intermodulação deve existir em qualquer projeto de fonte [122]. Neste trabalho adotou-se como filosofia de combate a IEM tentar minimizar o impacto das

harmônicas da frequência do conversor MAT nos canais de radiodifusão (não tropical) da faixa MF, ou seja, de 525 kHz a 1605kHz. Isso evidentemente estabelece restrições quantitativas à frequência como se comenta a seguir:

A solução ideal seria ter todas as harmônicas de f_0 coincidindo com frequências da forma geral $525 + n \cdot 10$ (em kHz), $n = 0, 1, 2, \dots, 108$. Estas frequências são as frequências limítrofes dos canais e como a largura de cada canal é 10 kHz, é necessário que f_0 seja harmônica de 10 kHz para que a solução ideal seja possível. Como nenhuma das frequências de forma geral $525 + n \cdot 10$ é múltiplo inteiro de 10 kHz, a solução ideal é irrealizável. A alternativa ótima seria ter o menor número de harmônicas de f_0 dentro dos canais e uma inspeção exaustiva revela que as frequências 25000 Hz, 35000 Hz e 75 kHz são as únicas que têm metade das harmônicas (na faixa de radiodifusão) coincidindo com frequências da forma $525 + n \cdot 10$. De acordo com a segunda e terceira restrições já discutidas, somente a frequência de 35000 Hz pode ser considerada.

De suas harmônicas na faixa de radiodifusão só metade (quinze) recaem dentro de quinze canais; os restantes coincidem com limítrofes. Logicamente a partir de um certo valor qualquer frequência terá quinze ou menos harmônicas no intervalo considerado. Para a faixa de radiodifusão, contudo, esse valor é da ordem de 70 kHz (largura da faixa dividida por quinze), o que é alto demais de acordo com a segunda restrição.

A frequência escolhida é portanto $f_0 = 35$ kHz. Na prática ela deve ser considerada apenas preferencial para que sua rigorosa implementação não comprometa requisitos mais importantes da MAT. Do ponto de vista da MAT propriamente dita, um desvio moderado desse valor não representa grande problema já que o multiplicador de tensão constitui essencialmente um detetor de AM. Pode também parecer que o menor desvio do valor preferencial desloca as harmônicas limítrofes para dentro dos canais anulando qualquer vantagem, mas como na prática nenhum filtro de FI tem atenuações abruptas, o caráter preferencial continua válido.

Para finalizar, vale a pena ressaltar que a frequência de 35 kHz é muito próxima das frequências dos conversores de inúmeros osciloscópios fabricados em série, como ilustra a Tabela 4.7.

4.5.8 Filtragem do Zumbido

O multiplicador (MCW) empregado neste trabalho produz uma saída tipo meia-onda que é automaticamente filtrada por uma parte do próprio MCW. Como se pode notar na Fig. 4.12, os capacitores do lado da carga formam uma pilha que age como um filtro capacitivo simples, mas eficiente, de tal forma que um multiplicador bem projetado pode dispensar um filtro propriamente dito.

A maioria dos osciloscópios de boa qualidade empre

Tabela 4.7 Freqüência Nominal do Oscilador na Fonte MAT de Alguns Osciloscópios Modernos.

MODELO	FABRICANTE	FREQUENCIA
PM3212	Philips	18kHz
PM3200	Philips	16kHz
PM3110	Philips	50kHz
468	Tektronix	50kHz
R561B	Tektronix	22kHz
7603	Tektronix	35kHz-45kHz
141A	HP	32kHz
180A	HP	50kHz
181A	HP	45kHz
1740A	HP	33kHz
1741A	HP	33kHz
1217A	HP	50kHz

ga filtros tipo π para reduzir o zumbido na tensão de cáto do eg. [85] , [195] , mas somente quando essa tensão é obtida através de um único diodo empregado para im-

plementar a retificação. As tensões obtidas através de multiplicadores não sofrem normalmente nenhuma filtragem adicional. Neste trabalho a fonte MAT pode ser implementada apenas com o MCW sem comprometer muito a especificação de zumbido. Uma justificativa teórica é exposta a seguir, juntamente com considerações sobre um filtro opcional.

A capacitância determinada no Apêndice F para os ramos do multiplicador (10.000 pF) deve descarregar sobre uma resistência de quase 10 M Ω (TRC) durante um intervalo relativamente pequeno, o que garante uma amplitude baixa para a tensão de zumbido. Os valores relativamente baixos tanto da capacitância como do intervalo de descarga são vantagens proporcionadas pela conversão em alta frequência. Como a amplitude de zumbido é baixa, sua expressão em função da capacitância, da carga e da frequência pode ser aproximada para (4.54) onde o coeficiente 1,1 é introduzido para levar em conta a corrente no divisor de realimentação (cf. 4.5.1).

$$V_z = \frac{1,1 I_A}{6 f_0 C} \quad (4.54)$$

Para os valores nominais empregados tem-se

$$V_z = \frac{1,1 \cdot 235 \mu A}{35 kHz \cdot 6 (10000 pF)}$$

$$V_z = 123,095 mV \quad (4.55)$$

Este valor está bem abaixo dos 300 mV especificados (cf. Tabela 3.2) e permite uma tolerância de mais de 27 % para cada um dos valores nominais de I_A , f_o e C ou quase 36 % só para f_o e C . Empregando uma expressão conhecida para a corrente de pico repetitiva nos díodos [GRAY & SEARLE] chega-se a um valor relativamente baixo que permite escolher díodos também com folga:

$$I_{FRM} = \frac{1,1 I_A \cdot 2\pi}{\sqrt{\frac{4V_Z}{V_{DC}}}} \quad (4.56)$$

$$I_{FRM} = \frac{1,1 \cdot 235 \mu A \cdot 2\pi}{\sqrt{4 \cdot 123,095 mV / 2000V}}$$

$$I_{FRM} = 103,52 \mu A \quad (4.57)$$

Tanto (4.55) como (4.57) garantem que é possível escolher os componentes do MCW de modo que operem com confiabilidade e com um desempenho funcional satisfatório, sendo portanto dispensável um filtro adicional.

Na hipótese de empregar-se a arquitetura MAT desenvolvida neste trabalho em alguma aplicação de instrumentação que exija zumbido menor, digamos uma ordem de grandeza, então um filtro tipo π poderia ser adicionado. Um filtro RC simétrico como o da Fig. 4.24 é uma das estruturas mais simples e eficientes, sendo empregado para filtrar a tensão de

aceleração pós-deflexão em bons osciloscópios eg. [85],
[195] .

Um dos objetivos deste trabalho é desenvolver uma fonte MAT de arquitetura flexível, otimizada para MAT de um osciloscópio, mas adaptável a outras aplicações. Como a adição de um filtro cobra um preço em termos de potência consumida nos elementos resistivos e em termos de corrente de pico repetitiva nos díodos, é necessário verificar se esta adição é viável para a MAT em questão.

Fig.4.24. Filtro Passa-Baixas Tipo Π Incluindo a Carga e a Impedância de Saída do MCW.

A potência dissipada no filtro é desprezível porque a carga é elevada e porque a pré-filtragem pelo MCW reduz o valor eficaz total da componente AC (zumbido) a nível muito baixo, reduzindo a corrente AC que circularia pela par

te resistiva do filtro.

Quanto à corrente de pico repetitiva nos diodos, pode-se estimar um valor dez vezes maior que (4.57) para um zumbido uma ordem de grandeza inferior a (4.55). Um valor de I_{PRM} em torno de 1 A seria ainda relativamente pequeno e perfeitamente viável.

Para implementar a estrutura simétrica da Fig.4.24 é necessário determinar o valor da impedância de saída do MCW através da expressão de Secker [171] ou de Lin & Chua [107]. No pior caso

$$R_o = \left(\frac{n^3}{12} + \frac{3n^2}{16} \right) \frac{1}{f \cdot C} \quad (4.58)$$

Para os valores nominais já determinados vale aproximadamente $70700 \, \Omega$ e R_{PB} pode ser implementado com dois resistores respectivamente de $68 \, k\Omega$ e $2,7 \, k\Omega$, da série IEC E24. Com estes valores e com uma carga de $258,5 \, \mu A$, a atenuação em DC seria de apenas aproximadamente 1,8%. Assim, a adição de um filtro é perfeitamente possível e pode ser opcional. Essa possibilidade decorre da pré-filtragem pelo MCW. Caso outro tipo de retificador fosse empregado seria muito difícil obter baixa amplitude de zumbido sem um consumo AC elevado nos elementos resistivos.

4.5.9 Conclusões

Neste capítulo um enfoque predominantemente linear possibilitou estabelecer praticamente toda a configuração não apenas do oscilador, mas de toda fonte com exceção do circuito de realimentação. Essa análise é poderosa principalmente para definir os principais traços da arquitetura bem como uma avaliação em termos de potência do componente ativo. É necessária também para especificar os principais parâmetros do transformador e do multiplicador.

Na prática inúmeros fatores contribuem para que os valores nominais determinados no papel não se verifiquem.

Neste trabalho um dos principais problemas foi o transformador, devido em grande parte ao espalhamento de parâmetros. Por tudo isso é necessário complementar a análise linear com um tratamento não linear do OCS, o que será feito após uma justificativa para a escolha do componente ativo.

5 - A Escolha do Componente Ativo

5.1 - Introdução

Como ressaltado em 4.5.4.1 inicialmente o trabalho foi desenvolvido em torno de transistores bipolares, sendo posteriormente assentado sobre um dispositivo unipolar de potência do tipo MOS (cf. Resumo). Isto se deveu à vontade do autor de introduzir no trabalho uma inovação tecnológica através de um componente de certa forma revolucionário que muito prometeu desde o seu surgimento e que até o momento é muito pouco conhecido em nosso país. A fonte pode perfeitamente ser implementada com transistores bipolares de baixo custo e larga disponibilidade como foi comprovado em laboratório. O IGFET de potência, contudo, vingou e concretizou a maioria das promessas, apresentando particularmente uma nítida vantagem em confiabilidade. Em vista disso, o autor considera um ponto altamente positivo a inclusão de um dispositivo desses na arquitetura da MAT. As justificativas juntamente com uma análise crítica das alternativas são expostas a seguir.

5.2 - As Possíveis Opções

A escolha do componente ativo para o oscilador deve evidentemente basear-se nas especificações elétricas

estabelecidas no Capítulo 4 e reproduzidas na Tabela 5.1. Essas especificações não são particularmente exigentes, podendo ser verificadas por uma variedade enorme de dispositivos, mesmo restringindo-se ao conjunto dos transistores bipolares. Em vista disso, as especificações não elétricas assumem importância fundamental para avaliar diferentes alternativas. Nesse sentido e de acordo com a filosofia delineada no Apêndice C, o sistema todo (MAT) deve apresentar confiabilidade garantida por um projeto conservador, empregando principalmente componentes simples e de larga disponibilidade, operando com margens de segurança ao invés de componentes especiais. As especificações da Tabela 5.1 foram estabelecidas dentro dessa filosofia, levando em conta os fatores de trabalho sugeridos pelo MIL HDBK 217 (cf. 4.5.4.1). Ainda assim tem-se que admitir que um dispositivo que verifique enquadra-se na categoria "uso geral", permitindo descartar desde o princípio alternativas tais como amplificadores operacionais de potência. Com alguma concessão pode-se admitir como alternativas potenciais para o OCS um BJT de potência, um par Darlington, um transistor de chaveamento ou um MOSFET de potência. A Tabela 5.2 contém exemplos típicos desses dispositivos, escolhidos de modo que as características se aproximem das especificações da Tabela 5.1. Pode-se notar que tanto o Darlington como o transistor de chaveamento tem pelo menos um parâmetro superdimensionado para a aplicação em questão. Os exemplos citados poderiam logicamente ser empregados, mas o superdimensionamento

Tabela 5.1 - Especificações Elétricas Mais Importantes Para o Componente Ativo do OCS.

Máxima Corrente Constante ou Eficaz	605 mA
Máxima Tensão de Ruptura	80 V
Máxima Potência de Dissipação	6,35 W

implica preço mais elevado e quase sempre menor disponibilidade que para um BJT, sem nenhuma vantagem que não possa ser obtida escolhendo-se um BJT com as características estendidas. Ao invés de um TIP 31C, poderia ser empregado por exemplo um TIP 50 que suporta 400 V, 1 A e 40 W (com dissipador). Qualquer que seja o Darlington ou o transistor de chaveamento, será sempre um dispositivo para aplicações mais exigentes que a do oscilador da MAT que é essencialmente amplificação classe A. Como dispositivos para amplificação são geralmente consumidos em maior quantidade, um Darlington ou um transistor de chaveamento tem a desvantagem adicional de um menor número de equivalentes (em geral). Descartando esses dois últimos resta apenas o MOSFET de potência como alternativa para o BJT. Há alguns anos o MOSFET de potência podia ser considerado como um dispositivo especial, o que não é verdade hoje, verificando-se uma forte tendência à substituição de BJTs por MOSFETs em muitos projetos, particularmente de fontes. Isso ocorre porque as vantagens dos MOSFETs compensam a diferença de preço em rela-

Tabela 5.2 - Exemplos de Dispositivos de Potência com Características que Satisfazem as Especificações da Tabela 5.1.

Dispositivo	Classe	V	I	P
TIP 31C	BJT de Potência	100V	3A	40W*
BUV 36	Transistor de Chaveam.	400V	1A	---
TIP 111	Par Darlington Monolít.	80 V	2A	50W
VN 88 AF	MOSFET de Potência	80V	2A	15W

* Com dissipador

ção aos BJTs. A diferença de preço para dispositivos de especificações semelhantes é relativamente pequena e deverá estabilizar-se em 10% a 20% [13] do preço do BJT equivalente. Por outro lado, uma das principais vantagens de um MOSFET de potência é confiabilidade muito superior por ser praticamente livre de ruptura secundária. Confiabilidade evidentemente significa economia a longo prazo, de modo que o MOSFET é favorecido. Além disso, ao contrário do que ocorre com pares Darlington ou com transistores de chaveamento há MOSFETS de potência fabricados especificamente para amplificação, sendo que a tendência dos fabricantes é produzir equivalentes para bipolares de larga penetração (tais como o TIP 31 ou o 3055). Quanto à disponibilidade, há no momento (1983) pelo menos quatorze fabricantes de MOSFETS de potência no mundo todo e poucos são os fabricantes impor

tantes de semicondutores que não os produzem (dentro estes inclui-se a Texas Instruments). Transistores bipolares são ainda mais comuns, mas esse quadro está mudando rapidamente, principalmente para aplicações de potência e principalmente após um relatório recentemente publicado (1982) pela indústria [220], mostrando a enorme superioridade dos MOSFETs de potência em termos de confiabilidade. Em resumo, um MOSFET de potência é uma boa alternativa para um BJT porque para dois dispositivos da mesma categoria o MOSFET é superior tecnicamente e ao mesmo tempo não tem as três principais desvantagens dos Darlingtons e dos transistores de chaveamento, ou seja, não é um dispositivo especial, a diferença de preço é muito menor que a diferença de qualidade e a disponibilidade tende a igualar a dos BJTs.

5.2.1 - Transistor Bipolar ou MOSFET

Uma das consequências da introdução dos MOSFETs de potência foi um esforço por parte da indústria para melhorar os transistores bipolares. Esse esforço produziu seus efeitos e hoje há BJTs melhores, com permanência no mercado garantida para muitas aplicações, fato este que torna necessário um balanço mais criterioso das vantagens e desvantagens de cada tecnologia. A esse respeito uma referência útil é [35] [36] na qual o autor descreve uma série de novos dispositivos bipolares da companhia Texas Instruments, comparando-os com FETs de potência. Esses no-

vos dispositivos são produzidos com tecnologia planar e tripla difusão, apresentando alta velocidade de chaveamento, estabilidade térmica, robustez quanto à corrente e tensão e de uma forma geral alta confiabilidade. Colman advoga a superioridade dos novos dispositivos (série TIL 7XX) em inúmeras aplicações, mas admite a superioridade dos MOSFETs de potência para circuitos classe A, que é o caso desse trabalho.

Pelo menos uma estrutura bipolar foi introduzida para competir com os MOSFETs quanto à resistência à ruptura secundária. Trata-se do transistor LT 10 da companhia National Semiconductor [65] que apesar do desempenho e da alta confiabilidade não deixa de ser um dispositivo muito especial, com um preço especial e de disponibilidade limitada. Com relação à ruptura secundária, pelo menos para tensões abaixo de uma centena de Volts, os MOSFETs de potência são indiscutivelmente superiores.

Uma das principais desvantagens de um MOSFET é uma resistência de condução relativamente alta, o que implica maiores perdas em altas correntes. Estas perdas, no entanto, têm maior significado em circuitos chaveados de alta potência, que não é o caso neste trabalho. De uma forma geral, as vantagens e desvantagens dos MOSFETs e BJTs podem ser resumidas como na Tabela 5.3, permitindo uma rápida comparação.

A decisão de empregar MOSFETs de potência no pro-

Tabela 5.3 - Principais Vantagens e Desvantagens Relativas de MOSFETs e BJTs de Potência.

Vantagens dos MOSFETs:

- 1- Alta impedância de entrada e facilidade de acionamento por circuitos integrados.
- 2- Resposta mais rápida.
- 3- Não apresentam ruptura secundária.

Desvantagens dos MOSFETs:

- 1- Maior resistência de condução.
- 2- Maior área de semicondutor para uma dada potência e por tanto maior custo.

Vantagens dos BJTs:

- 1- Menor resistência de condução.
- 2- Menor custo.
- 3- Maior disponibilidade.

Desvantagens dos BJTs:

- 1- Resposta mais lenta.
- 2- Baixa impedância de entrada.
- 3- Apresentam ruptura secundária (falha mais comum).

ção da fonte MAT após o mesmo ter sido validado com um BJT, foi tomada por duas razões: em primeiro lugar pelas

vantagens apresentadas (principalmente confiabilidade) e em segundo lugar para tentar contribuir com uma inovação em termos de circuito e modelamento cuja impedância é relevante em nosso país.

Na opinião do autor a trajetória a ser trilhada pelos MOSFETs de potência em relação aos transistores bipolares é semelhante à dos circuitos integrados CMOS em relação aos TTL, ou seja, uma substituição lenta mas irreversível. Mais recentemente este ponto de vista tem sido reforçado por opiniões publicadas, como por exemplo a de Pullen Jr. (1983) [158] transcrita a seguir: "... In oscilloscope applications where the highest possible operating frequency is required, selection of a tube having the highest possible screen-to-plate transconductance is a critical requirement. Present day technology points to the use of devices like V-MOSFETs and HEX-FETs for this function..."

... The development of VMOSFETs and HEX-FETs and similar devices whose existence was suggested by patent 3274462 are leading to higher voltage devices having lower values of kappa. Because of this reduced kappa they have higher inherent power handling capability than bipolar devices. They are the wave of the future for transistorized moderate-power transmitters and possibly oscilloscopes."

O autor tem também muito clara a importância da larga disponibilidade dos transistores bipolares da classe do TIP 31, principalmente num país como o nosso e principal

mente tendo em conta a filosofia deste trabalho quanto à facilidade de manutenção. Da mesma maneira o autor reconhece a importância de uma diretriz de projeto conservativa, baseada no emprego de componentes de tecnologia e processos de fabricação maduros. Sob esse ângulo os transistores bipolares estão em reconhecida vantagem. Além disso, uma escolha apropriada do fator de trabalho (margem de segurança) permite compensar diferenças de confiabilidade intrínseca de diferentes componentes. Isso mostra que a preferência por um MOSFET de potência em detrimento de um bipolar não pode, por ora, ser justificada com argumentos absolutos e inquestionáveis. Por outro lado, a tecnologia de MOSFETs de potência está hoje bem amadurecida, com uma dianteira de confiabilidade que não pode ser ignorada [220]. Além do mais, a exigência de maior área pelos MOSFETs só se dá para altas tensões. Para tensões inferiores a 100 V ocorre exatamente o contrário [66], e que poderá no futuro alterar a relação de custos, tornando-os a escolha ótima para essa faixa.

Como na melhor das hipóteses um balanço total revelaria não mais que uma vantagem marginal para um BJT, decidiu-se empregar um MOSFET de potência (VN88AF) no oscilador da NAT deste trabalho. Um dispositivo da classe do VN88AF propicia todas as vantagens funcionais de um BJT da classe do T1P 31, além de outras impossíveis com um BJT. Uma consideração adicional levada em conta foi o fato de que um projeto que hoje incorpore um MOSFET de potência tem

de a apresentar maior longevidade.

5.2.2 - A Posição dos Fabricantes de Osciloscópios

A maioria dos osciloscópios a cuja literatura o autor teve acesso são projetos da segunda metade da década de 70 e todos eles empregam transistores bipolares no oscilador ou multivibrador da MAT. Alguns circuitos de osciloscópios do início da década de 80 foram também analisados embora incorporem diversas inovações, nenhum emprega MOSFET de potência na MAT, exceto o TEK 2215 da Tektronix que será discutido mais adiante. Um detalhe importante de muitos dos circuitos analisados é que os transistores do oscilador ou multivibrador da MAT não tem nenhuma identificação que permita associá-los a uma série de fabricação comercial. Ao contrário, são identificados com códigos especiais do fabricante de componentes ou do fabricante de osciloscópios. Exemplos podem ser vistos na Tabela 5.4.

Apesar do autor não ter informações definitivas a respeito destes transistores não comerciais, o mais provável é que ao invés de dispositivos de construção especial, sejam dispositivos até certo ponto convencionais, peneirados através de testes particulares para garantir limites mais convenientes e diminuir o espalhamento de parâmetros.

Especiais ou não, o importante a ressaltar é o cuidado que os fabricantes dos melhores osciloscópios têm com esse transistor, um cuidado que também se tem neste tra

balho. Multiplicadores de tensão e transformadores vedados e identificados só pelo fabricante do instrumento são outros detalhes que se somam ao dos transistores e realçam o problema do monopólio e da aquisição de tecnologia mencionados na introdução desta dissertação.

Pelo menos um osciloscópio recente emprega um MOSFET de potência num circuito de alimentação, se bem que não exatamente na NAT. Trata-se do modelo TEK 2215 da Tektronix lançado em 1981 [198] e que resultou de um esforço especial da Tektronix para produzir um instrumento de confiabilidade elevada [31]. O TEK 2215 emprega o MOSFET STP 3002 da Motorola num preregulador que contribui para diferentes circuitos, incluindo a NAT. O STP 3002 é encapsulado em TO-220, confirmando tratar-se de um dispositivo de potência e pelas formas de onda do manual do TEK 2215, pode-se concluir que suporta mais de 200V. Outros dados não são disponíveis já que seu número não consta dos catálogos da Motorola. Os transistores do multivibrador da NAT do 2215 por sua vez, são dispositivos bipolares da Motorola, mas também com identificação especial. O autor não teve chance de examinar instrumentos mais recentes, mas há evidências para se crer que a incorporação de MOSFETs de potência em osciloscópios consolidou-se ou consolidar-se-á rapidamente após o TEK 2215. Uma evidência é a declaração do gerente de engenharia de componentes do Grupo de Instrumentos da própria Tektronix a respeito do recente relatório de confiabilidade de MOSFETs [220], afirmando que sua companhia planeja

Tabela 5.4 - Transistores Utilizados em Osciladores da MAT de Alguns Osciloscópios de Largo Emprego.

Transistor	Fabricante	Características	Instrumento (Osciloscópio)
1854-0071	HP	?	HP 1740
5080-9690	HP	?	HP 1707
1854-0330	HP	?	HP 1217A/B
151-0368-00	Tektronix	?	TEK 485
151-0140-00	Tektronix	?	TEK 468
153-0627-00	Tektronix	?	TEK 221
36568	RCA	?	TEK 7603
6PY50	Philips	35V, 1A, 0,8W	Philips PM3110
6FY50	Philips	35V, 1A, 0,8W	Gould OS 3000

empregar somente MOSFETs de potência em lugar de bipolares [220] (sem especificar exatamente em que instrumentos). Outra possível evidência nesse mesmo sentido é o fato de que dos três mais importantes fabricantes de osciloscópios do ocidente dois deles, a Philips e Hewlett-Packard, passaram a fabricar MOSFETs de potência. O terceiro, a Tektronix, investiu bastante em MOSFETs de potência, chegando a fabricar experimentalmente seus próprios dispositivos, como

relatam Willard, Fuoss e Verma [224], [60]

A Hitachi (do Japão), respeitada pela alta confiabilidade de seus osciloscópios [31], dos quais é um dos mais importantes fabricantes do mundo, é também pioneira no desenvolvimento e fabricação de MOSFETs de potência [216], [113].

Considerando todos esses fatores pode-se concluir que o emprego de um MOSFET de potência relativamente barato, como o VN 88AF, no oscilador da MAT de um osciloscópio é realístico do ponto de vista industrial, ao mesmo tempo que constitui uma inovação de significado para um trabalho como este, no qual procurou-se não perder a chance de absorver o "saber fazer" de algumas coisas importantes para o país.

5.3 - Características e Modelamento de um MOSFET de Potência

Os MOSFETs de potência são dispositivos nos quais a condução é vertical como num transistor bipolar de construção planar epitaxial, e ao contrário de um MOSFET para pequenos sinais no qual a condução é horizontal. A condução vertical é obtida instalando-se o dreno na parte inferior da pastilha, com a porta e a fonte na parte superior. Essa filosofia resultou em duas estruturas principais que são mostradas diagramaticamente na Fig. 5.1.

Outras estruturas existem, como as descritas por Salama e Cakes (1978) [167] e por Sun e Plummer-

a) MOSFET DE POTÊNCIA COM SULCO "V"

b) MOSFET DE POTÊNCIA VERTICAL DA DUPLA DIFUSÃO

Fig.5.1. Seções das Duas Principais Estruturas p/
MOSFETS de Potência.

(1980) [187]. Além disso, variações na geometria superficial do dreno e da porta deram origem a diferentes nomes comerciais como HEXFET ou SIPMOS. Apesar dessa diversificação o fator determinante das características de baixas frequências de um MOSFET (o comprimento do canal de condução) é comum a todas essas estruturas. Todos os MOSFETs de potência têm canal curto (da ordem de $1\ \mu\text{m}$), de modo que as características estáticas são aproximadamente equivalentes para dispositivos de uma mesma classe [143]. Neste trabalho será considerada somente a estrutura VMOS adotada pela companhia Siliconix (EUA) em seus dispositivos, os quais o autor empregou. De passagem é útil observar que os VMOS da Siliconix foram os primeiros MOSFETs de potência comercializados, tendo acumulado até o momento (1983) 7 anos de amadurecimento.

Uma descrição muito detalhada da estrutura e do funcionamento dos dispositivos é desnecessária aqui, podendo ser encontrada por exemplo, em [165] e [129]. Os aspectos relevantes para este trabalho podem ser compreendidas a partir da Fig. 5.2 na qual vê-se além do símbolo de um VMOS de canal N, uma perspectiva da estrutura física normalmente considerada para o modelamento desses dispositivos.

O recesso em V é obtido por uma corrosão seletiva de planos preferenciais no silício com um solvente anisotrópico, estabelecendo assim dois canais curtos e oblíquos, ou seja, com componentes verticais. Esses canais curtos permi-

tem uma resposta muito rápida uma vez que os portadores têm pouco espaço a percorrer. Além disso, acima de uma certa tensão limiar ocorre saturação da velocidade dos portadores, a transcondutância mantém-se constante e consequentemente a curva de transferência estática apresenta alta linearidade, como ilustra a Fig. 5.3.

SÍMBOLO PARA UM MOSFET DE CANAL N

Fig. 5.2. Estrutura Empregada Para o Modelamento de Um VMOSFET de Potência em Altas Frequências. [OXNER RF].

Fig. 5.3. Curva de Transferência Estática Típica de um MOSFET de Potência. Caso Particular da Pastilha que Gera os Dispositivos da Família VN88AF.

Modelos para altas frequências têm sido propostos e são encontrados em inúmeras referências eg. [165],

mas duas características dos MOSFETs de potência permitem simplificar o modelo útil para este trabalho. Essas características são alta velocidade e alta impedância de entrada.

A rapidez apresentada por um VMOSFET de potência permite que, para frequências bem abaixo de 1 MHz os elementos parasitas possam ser desprezados [142] e que a característica de transferência estática (CTE) possa ser empregada satisfatoriamente como modelo para algumas dezenas de kHz. No caso do VN 88AF, a capacitância de entrada é no máximo 50 pF o que significa quase 100 k Ω na frequência do oscilador da MAT (35 kHz). Além de que essa frequência está quase três décadas abaixo de 1 MHz e o VN 88AF opera até na faixa VHF, justificando plenamente o emprego da CTE. A componente resistiva da impedância de entrada na configuração fonte comum é elevadíssima podendo ser considerada em aberto para as frequências de interesse.

5.4 - Modificações no Oscilador

Substituindo o transistor da Fig. 4.5 por um MOSFET na configuração dreno comum e partindo da hipótese realística de que a impedância de entrada do MOSFET é infinita (porta isolada), o circuito equivalente AC para o ODS (oscilador de dreno sintonizado) fica simplificado, já que o tanque não é tão carregado como mostra a Fig. 5.4.

Em consequência disso a condição para oscilações

Fig.5.4. Circuitos Equivalentes AC p/ o Oscilador de Dreno Sintonizado. a) Dispositivos Envolvidos
b) Circuito Completo.

estáveis estabelecida pela equação (4.5) para um transistor bipolar, fica extremamente simplificada (uma das vantagens do MOSFET) e pode ser escrita como

$$g_{fs} > \frac{N}{R} \quad (5.4)$$

Em (5.1) g_{fs} é a transcondutância direta do MOSFET para a configuração fonte comum e R é a carga AC do tanque na frequência de ressonância.

Como N e R dependem dos três enrolamentos do transformador, é necessário considerar modificações a serem introduzidas em relação à estrutura já dimensionada para um bipolar (em 4.5.6), uma vez que os números da Tabela 4.6 impoem um limite inferior muito alto para a transcondutância:

$$\frac{N}{R} = \frac{N_c}{N_b} \left(\frac{N_L}{N_c} \right)^2 \frac{1}{43825,46} \quad (5.2)$$

$$\frac{N}{R} = 0,295$$

$$\text{Portanto } g_{fs} > 0,295 S \quad (5.3)$$

Uma transcondutância maior que 295 mS é impossível com um dispositivo VX 88AF que satura em aproximadamente 280 mS (ver Fig. 5.5). Além disso com exceção dos dispositivos para RF, a maioria dos VXOS de potência apresenta transcondutância abaixo de 300 mS, tipicamente 200 mS.

A solução evidentemente é mudar o valor de N/R alterando N e ou R . Optando por minimizar modificações nos

Fig. 5.5. Curva Típica de Transcondutância Direta Para Dispositivos da Família do VN88AF.

valores da Tabela 4.6 pode-se reter R , mantendo intactos os números de espiras N_c e N_L e modificando apenas o enrolamento da base, ou melhor da porta (N_B).

Com valores da Tabela 4.6 aplicados em (3.2) pode-se reescrever (3.1) da seguinte maneira

$$g_{fs} > \frac{89 \cdot (17,05)^2}{N_B \cdot 43825,46}$$

$$g_{fs} > \frac{0,530}{N_B} \quad (5.4)$$

Logicamente é necessário manter a mesma tensão na saída de potência do transformador, bem como no enrolamento de saída do MOSFET. Isso implica uma tensão de pico de 22,8 V no dreno (como no coletor do BJT) e portanto

$$\frac{N_c}{N_B} = \frac{V_{dsm}}{V_{gsm}}$$

$$\frac{V_g}{N_B} = \frac{22,8}{V_{gsm}}$$

$$V_{gsm} = 0,256 N_B \quad (5.5)$$

A mínima tensão de polarização V_{gsq} para uma dada tensão de pico V_{dsm} tem o valor de V_{gsm} e é a polarização que deve ser empregada para evitar uma tensão muito elevada na saída do amplificador de erro, na malha de realimen-

tação. Isso permite escrever

$$V_{GSA} = 0,256 \cdot N_B \quad (5.6)$$

A curva da Fig. 5.5 possibilita converter a expressão (5.6) numa relação entre g_{fs} e N_B . Para aproximarmos a curva para uma reta no intervalo

$$1 \leq V_{GS} \leq 3 \cdot (3,9 < N_B < 11,7) :$$

$$g_{fs} = 0,1 V_{GS} - 0,1 \quad (5.7)$$

Substituindo (5.6)

$$g_{fs} = 0,0256 N_B - 0,1 \quad 3,9 < N_B < 11,7 \quad (5.8)$$

A transdutância em (5.8) é a transdutância real típica apresentada pelo dispositivo VN 83AF e deve ser superior a $0,59/N_B$ de acordo com (5.4)

$$0,0256 N_B - 0,1 > \frac{0,59}{N_B}$$

$$N_B > 7,13594 \quad (5.9)$$

Traçando a reta de carga AC sobre as característi-
cas típicas de um VN 88AF (Fig. 5.6) observamos que a ten-
são de polarização na porta deve ser aproximadamente 2,5V
para que a tensão de saturação não seja superior a aproxima-
damente 1,2 V (a mesma considerada para o EJT). De acordo
com (5.6) esse nível de tensão pode ser obtido com $N_B=10$,
observando a condição (5.9).

Fig 5.6. Características de Saída Típicas de um
Dispositivo da Família VN88AF.

Com $N_B = 10$, a tensão de polarização mínima deve ser 2,56 V, um valor praticamente ótimo se considerarmos todos os fatores. Com essa polarização pode-se atingir 2,56 V de pico AC na porta, o que não é problemático já que não estará aplicada sobre uma junção PN.

O ideal em termos de polarização de um VN 88AF seria ter V_{GSQ} acima de 3,9V, ponto a partir do qual o coeficiente de temperatura (CT) da corrente de dreno torna-se negativo passando por zero [178]. Com coeficiente de temperatura negativo haveria uma estabilização automática da temperatura da junção, mas necessariamente uma tensão de pico elevada demais na porta. Com $V_{GSQ} = 2,56V$ o coeficiente de temperatura é positivo e relativamente elevado, exigindo que a temperatura do encapsulamento seja limitada da melhor maneira possível. Neste trabalho isso é atingido através de um dissipador e o emprego de um dispositivo superdimensionado (cf. 4.5.4).

A Fig. 5.7 mostra que se pode estimar o CT de em torno de 6000 ppm/°C a 25°C. A resistência térmica do encapsulamento T0202 ao dissipador θ_{ch} não é conhecida para o autor, mas comparando esse encapsulamento com o encapsulamento GG empregado para o TIP 31, pode-se estimar θ_{ch} em 3,2°C/W.

No pior caso o MOSFET deve dissipar quase 4 W (cf. 4.5.4), o que permite estimar o máximo incremento de temperatura através de equação para a temperatura do encapsulamento (TC) e considerando uma temperatura ambiente

Fig. 5.7. Comportamento Típico e a Temperatura da Característica de Transferência Estática de Dispositivos da Família VN88AF.

(T_a) de 25°C

$$T_c - T_a \approx P \cdot \theta_{ch}$$

$$T_c - T_a \approx 12,8^\circ\text{C} \quad (5.10)$$

Com um CT de +6000 ppm/°C a máxima variação na corrente de dreno será

$$\Delta I_D \approx 128.0,6$$

$$\Delta I_D \approx +7,6\% \quad (5.11)$$

Um desvio dessa ordem não é excessivo se a temperatura do encapsulamento estabilizar-se e não houver flutuações refletidas na saída da MAT. Isso é o que ocorre a menos que subexistam flutuações na temperatura ambiente (flutuações rápidas).

A polarização da porta em aproximadamente 2,5V ressalta um aspecto fundamental do oscilador que é seu caráter não linear. Com V_{GSQ} igual a 2,56 V, o ponto de operação estará na região não linear da curva de transferência - estática do VMOS, sendo que o tipo de não linearidade influe no dimensionamento do circuito de realimentação. Em consequência disso é necessário poder expressá-la numa forma analítica conveniente, um exercício de modelamento não linear que é assunto do Capítulo 6.

5.5 - Comentários Adicionais

Inúmeros fatores foram comparados para escolher

um MOSFET de potência em detrimento de um transistor bipolar. A soma global das vantagens do MOSFET em relação ao BJT não é dramática, mas levou-se em conta o impacto de sua maior confiabilidade e atribuiu-se importância à possibilidade de dominar um componente pouco conhecido no país. Nesse sentido essa decisão foi até certo ponto pioneira. MOSFETs de potência vêm sendo empregados em equipamento de áudio fabricado em série no Japão desde 1975 [58], [98] mas o primeiro emprego em fontes de alimentação (não MAT) aparentemente só ocorrem em 1980 com a introdução da série-65000 A da HP [134]. Nessa época o autor já estava testando os dispositivos da Siliconix há um bom tempo e certamente a concepção da fonte MAT com um MOSFET de potência ocorreu paralelamente ou até mesmo antes do desenvolvimento da HP.

O autor desconhece o emprego de MOSFET de potência no oscilador ou multivibrador do fonte MAT comercial, mas o número de fontes chaveadas que atualmente incorporam esses dispositivos é enorme [186] e a julgar pelo osciloscópio TEK 2215 (dentre outras coisas), a incorporação de MOSFETs de potência em instrumentação é uma realidade que confirma a importância da escolha feita neste trabalho.

A arquitetura básica da fonte não foi alterada nem houve concessões pela introdução do MOSFET. Ao contrário, a MAT foi enriquecida, mantendo ao mesmo tempo a possibilidade de ser implementada com um BJT sem maiores modificações.

6 - Um Enfoque Não Linear Para O Oscilador

6.1 - Introdução

Em qualquer oscilador eletrônico a amplitude das oscilações é determinada por alguma não linearidade, seja ela intrínseca seja ela extrínseca ao oscilador. O tipo de não linearidade define também o conteúdo espectral ou o nível de distorção do sinal de interesse, de modo que o conhecimento das não linearidades envolvidas é fundamental no projeto de um oscilador.

No caso deste trabalho as amplitudes das oscilações envolvidas determinam diretamente o nível da MAT. Consequentemente, estabelecer as condições para sua estabilidade constitui uma questão chave.

Em termos mais práticos a questão pode ser traduzida pelo seguinte: a não linearidade local de um dispositivo ativo depende do ponto de polarização. Como a não linearidade local determina a amplitude das oscilações (no dreno por exemplo), é necessário que o amplificador de erro sintetize o ponto de polarização de modo a manter constante a amplitude face a perturbações. A análise linear do Capítulo 5 sugere um nível para a tensão de polarização da porta (2,56V), mas é preciso verificar a exequibilidade desse valor (do ponto de vista não linear), bem como verificar a existência e a estabilidade das oscilações. Esses são os ob-

jetivos deste Capítulo.

6.2 - O Oscilador de Coletor/Drene Sintonizado

A natureza não linear do oscilador em questão requer que qualquer análise das relações entre a amplitude e o nível de polarização seja feita no domínio do tempo. Isso significa, em outras palavras, estabelecer uma equação diferencial que descreva o sistema. Essa equação será desenvolvida a seguir levando em conta apenas a não linearidade (dominante do componente ativo, sob uma perspectiva geral de modo a associar o problema em mãos com resultados da teoria clássica de equações diferenciais não lineares.

A estrutura básica adequada para a análise é reproduzida na Fig. 6.1, com destaque para o circuito de polarização que é de uma configuração particular (polarização automática), útil apenas para auxiliar a compreensão do circuito.

O primeiro passo para uma análise de grandes sinais desse tipo de oscilador por seu equivalente de Thevenin, refletir a carga no circuito sintonizado, substituir os enrolamentos de realimentação por um modelo linear que inclua um transformador ideal e uma indutância e finalmente substituir o componente ativo por um quadripolo ativo não linear (QANL) generalizado. O circuito de polarização da Fig. 6.1 é facilmente redutível ao circuito equivalente e ajuda a visualizar como se poderia simplificar um circuito

Fig. 6.1. Estrutura Básica de Um Oscilador de Coletor ou Dreno Sintonizado.

de polarização genérico, por mais complexo que fosse. A Fig. 6.2 por sua vez mostra o circuito da Fig. 6.1 com as modificações mencionadas.

Uma simplificação adicional e útil é a omissão da impedância de Thevenin do circuito de polarização. No caso de um BJT essa impedância é normalmente forçada (em projeto) a um valor bem inferior ao da impedância de entrada do transistor. No caso de um MOSFET essa simplificação é ainda mais realística. Na Fig. 6.3 a estrutura básica do oscilador é re-desenhada com essa simplificação e com a fonte de alimentação (V_{SS}) explicitada. As correntes e tensões indicadas têm AE, AS como subscritos para entrada e saída do quadripolo ativo e TE, TS para entrada e saída do transformador. Esses subscritos mudam para minúsculas no caso de valores incrementais.

Fig. 6.2. Estrutura Básica de Um Oscilador de Coletor, Dreno ou Placa Sintonizada com Simplificações de Circuito.

Com essa notação pode-se escrever uma equação de nó para o tanque:

$$i_C + i_R + i_L + i_{AS} + i_{TE} = 0 \quad (6.1)$$

ou

$$C \dot{v}_{TE} + 1/R v_{TE} + 1/L \int v_{TE} dt + i_{AS} + i_{TE} = 0 \quad (6.2)$$

Fig.6.3. Estrutura Básica de Oscilador de Coletor, Dreno ou Placa Sintonizada. Circuito de Polarização com Impedância de Saída Desprezível.

Por causa da indutância ideal é impossível manter uma tensão quiescente sobre o tanque e (6.2) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$C \ddot{v}_{te} + 1/R \dot{v}_{te} + 1/L v_{te} + \frac{d}{dt} (i_{AS} + i_{TE}) = 0 \quad (6.3)$$

O transformador impõe

$$v_{te} = -N v_{ts} \quad (6.4)$$

E como não podemos manter uma tensão quiescente no tanque, tampouco podemos mantê-la no secundário do transformador, o que implica

$$v_{ts} = v_{ae}$$

E conseqüentemente

$$v_{te} = -N v_{ae} \quad (6.5)$$

A derivada da corrente de saída do quadripolo ativo é

$$\frac{d}{dt} i_{as} = \frac{\partial i_{as}}{\partial v_{ae}} \cdot \frac{dv_{ae}}{dt}$$

Mas $\frac{dv_{ae}}{dt} = \frac{dv_{ae}}{dt} = \dot{v}_{ae}$

Portanto $\frac{d i_{as}}{dt} = \frac{\partial i_{as}}{\partial v_{ae}} \cdot \dot{v}_{ae} \quad (6.6)$

Analogamente

$$\frac{d}{dt} i_{te} = \frac{\partial i_{te}}{\partial v_{ae}} \cdot \frac{dv_{ae}}{dt}$$

$$\frac{d}{dt} i_{te} = \frac{\partial i_{te}}{\partial v_{ae}} \cdot \dot{v}_{ae} \quad (6.7)$$

O transformador empregado impõe

$$\frac{i_{te}}{i_{ae}} = -\frac{1}{N}$$

Ou

$$i_{te} = -\frac{1}{N} i_{ae} \quad (6.8)$$

Consequentemente

$$\frac{di_{TE}}{dt} = -\frac{1}{N} \frac{\partial i_{AE}}{\partial v_{AE}} \cdot v_{AE}$$

$$\frac{di_{TE}}{dt} = -\frac{1}{N} \frac{\partial i_{AE}}{\partial v_{AE}} \cdot \dot{v}_{AE} \quad (6.9)$$

Substituindo (6.5), (6.6) e (6.9) em (6.3) tem-se

$$NC \ddot{v}_{AE} + N/R \dot{v}_{AE} + N/L v_{AE} - \frac{\partial i_{AS}}{\partial v_{AE}} \cdot \dot{v}_{AE} + \frac{1}{N} \frac{\partial i_{AE}}{\partial v_{AE}} \cdot \dot{v}_{AE} \quad (6.10)$$

$$NC \ddot{v}_{AE} + \left(N/R - \frac{\partial i_{AS}}{\partial v_{AE}} + \frac{1}{N} \frac{\partial i_{AE}}{\partial v_{AE}} \right) \dot{v}_{AE} + N/L v_{AE} = 0$$

$$\ddot{v}_{AE} + \left(1/RC - 1/NC \frac{\partial i_{AS}}{\partial v_{AE}} + \frac{1}{N^2 C} \frac{\partial i_{AE}}{\partial v_{AE}} \right) \dot{v}_{AE} + 1/LC v_{AE} = 0 \quad (6.11)$$

A função que relaciona a corrente de saída i_{AS} com a tensão de entrada v_{AE} é a função de transferência estática (FTE) do quadripolo e constitui uma espécie de transresistência. A função que relaciona i_{AE} com v_{AE} descreve o comportamento não linear de entrada do quadripolo. Ambas as derivadas parciais da equação (6.11) são funções de v_{AE} , ou seja, de v_{AE} e de v_{AEQ} . A derivada de i_{AS} é uma transcon

dutores enquanto que a derivada de i_{AE} é uma condutância generalizada. Tanto uma como a outra podem ser obtidas a partir dos dados de fabricante do quadripolo, ou a partir de medidas.

No caso de um BJT tanto i_{AS} como i_{AE} tem a mesma relação funcional com V_{AE} , a menos de valores de parâmetros, permitindo uma simplificação da soma entre parênteses na equação (6.11).

Para um MOSFET a impedância de entrada é tão elevada que a derivada de i_{AE} é essencialmente nula, permitindo outro tipo de simplificação.

A equação (6.11) é a equação procurada para analisar o comportamento não linear do oscilador e que será estudada a seguir. O transformador impõe uma relação linear entre a tensão de saída V_{AS} e a de entrada V_{AE} do quadripolo, de tal forma que é irrelevante se escrevemos (6.11) em V_{AE} ou em V_{AS} .

6.2.1 - A Equação de Van der Pol Generalizada

A equação (6.11) pode ser reescrita numa espécie de forma canônica através do seguinte desenvolvimento:

Tanto i_{AS} como i_{AE} podem ser expandidas em séries de potências de V_{AE} porque são funções que descrevem dispositivos físicos relativamente bem comportados e via de regra, tanto uma como a outra são definidas e continuamente diferen-

ciáveis no ponto $V_{AE} = 0$ de qualquer quadripolo ativo. Assim

$$i_{AS} = f(V_{AE}) = a_0 + a_1 V_{AE} + a_2 V_{AE}^2 + \dots \quad (6.12)$$

$$i_{AR} = h(V_{AE}) = b_0 + b_1 V_{AE} + b_2 V_{AE}^2 + \dots \quad (6.13)$$

$$\frac{\partial i_{AS}}{\partial V_{AE}} = a_1 + 2a_2 V_{AE} + 3a_3 V_{AE}^2 + \dots \quad (6.14)$$

$$\frac{\partial i_{AR}}{\partial V_{AE}} = b_1 + 2b_2 V_{AE} + 3b_3 V_{AE}^2 + \dots \quad (6.15)$$

Substituindo (6.14) e (6.15) em (6.11) pode-se escrever

$$\ddot{V}_{ae} + \left[\left(\frac{1}{RC} - \frac{a_1}{N_C} + \frac{b_1}{N^2 C} \right) - \frac{1}{N_C} (2a_2 V_{AE} + 3a_3 V_{AE}^2 + \dots) + \right. \\ \left. + \frac{1}{N^2 C} (2b_2 V_{AE} + 3b_3 V_{AE}^2 + \dots) \right] \dot{V}_{ae} + \frac{1}{LC} V_{ae} = 0 \quad (6.16)$$

Introduzindo

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

$$\epsilon = \frac{1}{N\omega_0 C} \left(\alpha_1 - \frac{N}{R} - \frac{b_1}{N} \right)$$

Pode-se reescrever (6.16) como

$$\ddot{v}_{ae} + \left[-\epsilon - \frac{1}{\omega_0 NC} \left(2a_2 v_{AE} + 3a_3 v_{AE}^2 + \dots \right) + \right. \\ \left. + \frac{1}{\omega_0 N^2 C} \left(2b_2 v_{AE} + 3b_3 v_{AE}^2 + \dots \right) \right] \dot{v}_{ae} \omega_0 + \omega_0^2 v_{ae} = 0$$

(6.17)

Ou

$$\ddot{v}_{ae} - \epsilon \left\{ 1 - \frac{1}{\epsilon \omega_0 NC} \left[\frac{1}{N} \left(2b_2 v_{AE} + 3b_3 v_{AE}^2 + \dots \right) - \right. \right. \\ \left. \left. - 2a_2 v_{AE} + 3a_3 v_{AE}^2 + \dots \right) \right] \right\} \dot{v}_{ae} \omega_0 + \omega_0^2 v_{ae} = 0$$

(6.18)

Ou ainda

$$\ddot{v}_{ae} - \epsilon \left\{ 1 - \frac{1}{\epsilon \omega_0 N C} \left[\frac{1}{N} \left(\frac{\partial i_{AE}}{\partial v_{AE}} - b_1 \right) - \left(\frac{\partial i_{AS}}{\partial v_{AE}} - a_1 \right) \right] \right\} \dot{v}_{ae} \omega_0 + \omega_0^2 v_{ae} = 0 \quad (6.19)$$

Uma simplificação adicional pode ser conseguida notando-se que as derivadas parciais podem ser expandidas e constituem funções de v_{ae} e v_{AEQ} em última instância. Agrupando convenientemente os termos de cada expansão podemos introduzir uma nova função:

$$F(v_{ae}) = \frac{1}{N} \left(\frac{\partial i_{AE}}{\partial v_{AE}} - b_1 \right) - \left(\frac{\partial i_{AS}}{\partial v_{AE}} - a_1 \right) \quad (6.20)$$

Consequentemente (6.19) torna-se

$$\ddot{v}_{ae} - \epsilon \left[1 - \frac{1}{\epsilon \omega_0 N C} F(v_{ae}) \right] \dot{v}_{ae} \omega_0 + \omega_0^2 v_{ae} = 0 \quad (6.21)$$

Introduzindo uma nova escala de tempo $\tau = \omega_0 t$

tem-se

$$\tau = \omega_0 t \quad (6.22)$$

$$\dot{V}_{ae} = \frac{dV_{ae}}{d\tau} \cdot \omega_0 \quad (6.23)$$

$$\ddot{V}_{ae} = \frac{d^2 V_{ae}}{d\tau^2} \omega_0^2 \quad (6.24)$$

Substituindo (6.23) e (6.24) em (6.21):

$$\frac{d^2 V_{ae}}{d\tau^2} \omega_0^2 - \epsilon \left[1 - \frac{1}{\epsilon \omega_0 N C} F(V_{ae}) \right] \frac{dV_{ae}}{d\tau} \omega_0^2 + \omega_0^2 V_{ae} = 0$$

$$\frac{d^2 V_{ae}}{d\tau^2} - \epsilon \left[1 - \frac{1}{\epsilon \omega_0 N C} F(V_{ae}) \right] \frac{dV_{ae}}{d\tau} + V_{ae} = 0 \quad (6.25)$$

O parâmetro ϵ é positivo se a seguinte condição
verificar-se

$$a_1 - \frac{b_1}{N} > \frac{N}{R} \quad (6.26)$$

Essa condição é normalmente imposta no projeto de um oscilador estável. Numa primeira aproximação (6.14) e (6.15) podem ser escritas da seguinte forma:

$$\frac{\partial i_{AE}}{\partial V_{AE}} \approx b_1 \quad (6.27)$$

$$\frac{\partial i_{AS}}{\partial V_{AR}} \approx a_1 \quad (6.28)$$

Mas uma aproximação de primeira ordem pode ser expressa por um modelo linear simplificado de parâmetros híbridos h ou g para o QANL, então

$$\frac{\partial i_{AE}}{\partial V_{AE}} \approx \frac{1}{h_{11}} \approx g_{11}$$

$$\frac{\partial i_{AS}}{\partial V_{AE}} \approx \frac{h_{21}}{h_{11}} \approx g_{21}$$

Ou

$$a_1 \approx \frac{h_{21}}{h_{11}} \approx g_{21} \quad (6.29)$$

$$b_1 \approx \frac{1}{h_{11}} \approx g_{11} \quad (6.30)$$

Substituindo (6.29) e (6.30) em (6.26) obtém-se as condições (4.5) e (5.1) respectivamente para os casos particulares de um BJT e de um MOSFET, mostrando que a condição (6.29) é normalmente observada para um oscilador realístico, e que ϵ é normalmente positivo.

Com ϵ positivo a equação (6.25) pode ser identificada como uma "Equação de Van der Pol Generalizada", ou seja, uma equação com a estrutura da equação introduzida em 1920 por Van der Pol para descrever o comportamento de um oscilador de placa ou grade sintonizada. Van der Pol além de mostrar [212] que a mesma equação aplica-se a diferentes válvulas, conquanto $\mathcal{F}(v_{ae})$ seja uma função simples, estudou particularmente o caso de um triodo, considerando como expansão de $\mathcal{F}$ apenas o termo quadrático de v_{ae} .

Esse caso especial que Van der Pol chamou de "equação básica para o oscilador a triodo", revelou-se de grande importância no estudo de oscilações não lineares [72] e é hoje conhecida como "Equação de Van der Pol" [114].

A. Liénard esforçou-se para generalizar a equação de Van der Pol publicando em 1928 um importantíssimo teorema [126] sobre a existência e unicidade de soluções periódicas de equações autônomas do tipo Van der Pol.

A equação (6.25) é absolutamente geral e aplica-se a um oscilador construído com qualquer componente ativo de dois acessos, bastando introduzir a função $\mathcal{F}$ adequada. Nes

te contexto a equação (6.25) será aplicada somente ao oscilador com MOSFET de potência, não apenas pela óbvia importância deste ao trabalho, mas porque a análise para outros casos ou é conhecida ou é mais simples.

Apesar da análise não linear de osciladores ser in comum em livros-textos, o caso particular de um oscilador a transistor bipolar, por exemplo, é mencionado com frequência, e há pelo menos duas análises acessíveis do ponto de vista de engenharia: Burian Jr., 1972 [26] e Clarke e Hess, 1971 [33]. O oscilador a MOSFET de pequenos sinais e o oscilador a JFET, por outro lado, tem sua análise reduzida ao caso do triodo porque as funções de transferência estáticas de ambos dispositivos apresentam não linearidades essencialmente quadráticas.

O MOSFET de potência por sua vez apresenta-se como um caso de especial interesse e será considerado com um pouco mais de cuidado, já que sua não linearidade difere da não linearidade de qualquer um dos outros dispositivos já mencionados.

É útil notar que o autor desconhece a existência, na literatura, de uma análise não linear, qualquer que seja, de um ODS a MOSFET de potência.

6.3 - A Não Linearidade de um MOSFET de Potência

As funções de transferência estáticas tanto de

dispositivos termoiônicos como de semicondutores convencionais são facilmente estabelecidas por análise dos mecanismos de transporte em jogo nestes dispositivos. Expressões analíticas fechadas de excelente aproximação e fácil aplicação são assim disponíveis, como ilustram os exemplos seguintes:

$$\text{JFET} \quad \text{---} \quad I_D = I_{D0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{p0}}\right)^2$$

$$\text{IGFET (pequenos sinais)} - I_D = I_{D0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{p0}}\right)^2$$

$$\text{BJT} \quad \text{---} \quad I_C = I_{C0} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1\right)$$

Num MOSFET de potência ocorre saturação na velocidade dos portadores por causa do baixo comprimento do canal. Em consequência disso, a CTE é marcadamente diferente para diferentes valores de V_{GS} e torna-se bem difícil estabelecer uma única expressão analítica que a represente em todo o primeiro quadrante. Num canal curto o campo elétrico cresce rapidamente com a tensão aplicada e afasta-se da linearidade tradicionalmente expressa pela velocidade de arrasto dos portadores:

$$\vec{v} = \mu \vec{E} \quad (6.31)$$

Sucede que não se conhece uma expressão analítica que descreva com precisão a velocidade dos portadores tanto para valores baixos como altos do campo elétrico [133].

A ausência de uma extensão não linear de (6.31), principalmente, impede o desenvolvimento de uma expressão única e simples para a curva de transferência estática de um VMOS de potência.

Tem havido tentativas de um modelamento preciso a partir das equações de transporte, mas o melhor que se obteve foi uma aproximação quadrática para baixas tensões e uma aproximação linear para tensões (de porta) mais elevadas. Tanto Pocha e Dutton (1976) [157] como Rossel et alii (1978) [165] propõe esse modelamento por partes para baixas frequências, sendo que estes últimos autores foram bastante cuidadosos levando em conta inúmeros fatores.

Para amplificadores esse modelamento é satisfatório porque ressalta a linearidade de um MOSFET de potência, mas para um oscilador é totalmente insatisfatório se, como no caso desse trabalho, a porta deve ser polarizada exatamente na região de transição da CTE, com excursões acima e abaixo da região de limiar. Neste caso o que importa é exatamente quão não linear é o dispositivo.

Evidentemente, é necessário um modelo diferente para o MOSFET de potência, mesmo que não seja obtido a partir das equações de transporte. Uma saída é a aproximação analítica de curvas obtidas experimentalmente.

Trabalhando nesse sentido o autor obteve boas aproximações analíticas tanto para a curva de transferência está

tica como para a curva de transcondutância das pastilhas VNAZ, VNR e VNK da Siliconix (a pastilha VNAZ é empregada para produzir o dispositivo VN 88 AF). As considerações em detalhes obtidas estão reunidas num trabalho separado [115] vez que somente os resultados são importantes aqui. A linha de ataque desenvolvida partia da observação de que apesar de ser fácil e atraente aproximar a CTE por uma expressão quadrática (parábola), o que importa para a equação do oscilador é a derivada da CTE. Contudo, derivando uma forma quadrática destruimos toda a não linearidade presente e consequentemente, um modelo parabólico para a CTE não serve. Uma sugestão de Mok e Salama [129] de se aproximar a CTE por uma expressão de ordem superior a 2 foi explorada e um expoente ótimo foi determinado para a curva de VNK. A aproximação é boa para a CTE, mas há desvios grosseiros na curva de transcondutância.

Uma inspeção exhaustiva seguida de análise levou a um modelo logarítmico (6.32) que aproxima bem a CTE além de aproximar razoavelmente a curva de transcondutância:

Modelo Logarítmico :

$$I_D = \alpha \ln \left(1 + \beta e^{\gamma V_{GS}} \right) \quad (6.32)$$

α, β, γ constantes reais positivas

Apesar de inicialmente atraente pela relativa simplicidade e aproximação realística da transcondutância, uma deficiência revelou-se quando ao expandir sua derivada em série de potências, a aproximação deteriorou-se de forma insatisfatória. Isto levou à conclusão de que o melhor que se pode fazer é aproximar diretamente a curva de transcondutância eliminando uma fonte de erros. Uma nova inspeção seguida de otimização dos parâmetros levou ao seguinte modelo para os dispositivos da família VNAZ:

$$g_{fs} = 0,2777 \left\{ 1 - \frac{1}{1,01} \left[(V_{GS} + 0,33)^{4,5} \right] \right\} \quad (6.33)$$

$$g_{fs} = g_{fs}(-0,33) \quad \text{p/ } V_{GS} < -0,33$$

Observação: Esta última restrição para V_{GS} implica admitir corrente de dreno nula para $V_{GS} < -0,33$ e deve ser considerada implicitamente daqui em diante.

Esse modelo, que poderia ser chamado "de dupla exponencial", apesar da relativa complexidade simbólica é analítico e representa uma excelente aproximação tanto para a curva de transcondutância como para a CTE, o que pode ser visto nas Figuras 6.4 e 6.5.

A expressão (6.33) por sua forma é relativamente difícil de integrar para obter $I_D \times V_{GS}$. Por outro la-

$g_{fs} [mS]$

SILICONIX VNAZ & VNAR

Fig. 6.4. Curvas de Transcondutância versus Tensão de Porta para Dispositivos VNAZ e VNAR.

CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA ESTATICA

232

Fig. 6.5. Curvas de Transferência Estática (Corrente de Dreno Versus Tensão de Porta) para Dispositivos VNK.

do, é trivial diferenciá-la para obter uma expansão em série de potências. O melhor nesse sentido é primeiro substituir o valor quiescente da variável V_{GS} e obter uma função somente de V_{gs} que pode ser expandida em série de Mc Laurin:

$$V_{GS} = V_{gs} + V_{GSQ} \quad (6.34)$$

$$gfs(V_{GS}) = gfs(V_{gs} + V_{GSQ})$$

$$gfs(V_{gs}) = gfs(V_{gs}, V_{GSQ}) \quad (6.35)$$

Expandindo em torno da origem tem-se

$$\begin{aligned} gfs(V_{gs}) = & gfs(0, V_{GSQ}) + g'fs(0, V_{GSQ}) \cdot V_{gs} + \frac{g''fs(0, V_{GSQ}) \cdot V_{gs}^2}{2!} + \dots \\ & \dots + \frac{g'''fs(0, V_{GSQ}) \cdot V_{gs}^3}{3!} + \dots \end{aligned} \quad (6.36)$$

Onde

$$g^{(n)}fs(V_{gs}, V_{GSQ}) = \frac{\partial^{(n)}}{\partial V_{gs}^{(n)}} gfs(V_{gs}, V_{GSQ})$$

Considerando o ponto de polarização sugerido pela análise linear (cf. 5.5), a função (6.35) passa a ser a seguinte (VNAZ):

$$g_{fs}(v_{gs}) = 0,27777 \left\{ 1 - 1,01 \left[(v_{gs} + 2,89)^{4,5} \right] \right\} \quad (6.37)$$

$$V_{gsa} = 2,56 \text{ V}$$

$$g_{fs}(v_{gs}) = g_{fs}(-2,89) \quad \text{p/ } v_{gs} < -2,89$$

Derivando convenientemente e substituindo em (6.36) obtém-se a seguinte expansão:

$$g_{fs}(v_{gs}) = C_0 + C_1 v_{gs} + C_2 v_{gs}^2 + C_3 v_{gs}^3 + C_4 v_{gs}^4 + \dots \quad (6.38)$$

Derivando até a 5ª ordem os coeficientes obtidos são os seguintes:

$$C_0 = 0,1923677220$$

$$C_1 = 0,1567854750$$

$$C_2 = 0,0490958014$$

$$C_3 = 0,0588467978$$

$$C_4 = 0,0201696238$$

$$C_5 = 0,0231333597$$

Essa expansão apresenta erros muito elevados para uma tensão de pico da ordem de 2,56 V, mas é adequada para

tensões da ordem de 1,5 V e mostra claramente que uma modificação nos enrolamentos do transformador permitiria empregar até mesmo um truncamento de ordem menor. Diante disso percebe-se o alcance do modelo representado por (6.33) que é útil não apenas para o projeto de diferentes tipos de osciladores mas também para a análise de distorção em amplificadores e outros circuitos construídos com dispositivos VNAZ.

6.4 - Soluções Periódicas - Análise Qualitativa

Em primeiro lugar interessa-nos a existência de uma solução periódica da equação (6.25), mas como essa questão é indissociável da questão da unicidade e da estabilidade, todos esses aspectos serão tratados em conexão com a polarização do oscilador.

Para iniciar as investigações é necessário colocar (6.25) numa forma mais amena:

Para um MOSFET, $\partial i_{AE}/\partial v_{AE}$ e b_1 podem ser desprezados e $F(v_{AE})$ torna-se

$$F(v_{AE}) = a_1 - \frac{\partial i_{AS}}{\partial v_{AE}} \quad (\text{MOSFET}) \quad (6.40)$$

Da mesma forma

$$\epsilon = \frac{1}{N\omega_0 C} \left(a_1 - \frac{N}{R} \right) \quad (\text{MOSFET}) \quad (6.41)$$

Substituindo (6.40) e (6.41) em (6.25) tem-se

$$\frac{d^2 v_{ae}}{dt^2} + \left(\frac{N/R - \partial i_{AS}/\partial v_{AE}}{\omega_0 N C} \right) \frac{d}{dt} v_{ae} + v_{ae} = 0 \quad (6.42)$$

Notando que $\partial i_{AS}/\partial v_{AE} = g_{fs}(v_{GS})$ e $v_{ae} = v_{gs}$ para um MOSFET, (6.42) pode ser reescrita como

$$\ddot{v}_{gs} + \left[\frac{N/R - g_{fs}(v_{GS})}{\omega_0 N C} \right] \dot{v}_{gs} + v_{gs} = 0 \quad (6.43)$$

Ou

$$\ddot{v}_{gs} + \left[\frac{N/R - g_{fs}(v_{GS}, V_{GSQ})}{\omega_0 N C} \right] \dot{v}_{gs} + v_{gs} = 0 \quad (6.44)$$

Onde (cf. 4.5.6.1 e 5.4)

$$N = N_C/N_B = 1,9$$

$$N/R = 0,05904 \text{ s}$$

$$C = 4,7 \cdot 10^{-10} \text{ F}$$

$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot 3,5 \cdot 10^4 \text{ rad/seg.}$$

Uma forma conveniente é a seguinte

$$\ddot{x} + f(x) + x = 0 \quad (6.45)$$

$$f(x) = 1087,087 \left[0,05904 - g_{fs}(x, V_{GSQ}) \right]$$

Fig. 6.6. Gráfico do Coeficiente $f(x)$ (Função de Liénard) de Primeira Ordem na Equação Diferencial do Oscilador.

$F(x)$

$$F(x) = \int_0^x f(u) du$$

5

10

15

20

25

Fig. 6.7. Gráfico da Função $F(x)$, Integral Indefinida do Coeficiente $f(x)$.

Nesta altura importantes resultados da teoria clássica de equações diferenciais e sistemas dinâmicos podem ser experimentados em relação ao carácter qualitativo das soluções de (6.45). Um ponto de partida natural é o teorema de Liénard [126], uma ferramenta poderosa para verificar a existência, unicidade e estabilidade de soluções periódicas, mas que infelizmente não pode ser aplicado porque $f(x)$ não é par e nem pode ser convertida numa função par através de uma transformação simples. O teorema de Liénard, no entanto, sugere a transformação $x = -u$ que deixa a estrutura (6.45) intacta, mas que equivale girar de 180° em torno do eixo y e permite reescrever (6.45) como

$$\ddot{u} + \bar{f}(u) \dot{u} + u = 0$$

(6.46)

$$\text{onde } \bar{f}(u) = f(-u)$$

A função $\bar{f}(u)$ tem a forma típica da Fig. 6.6, enquanto sua integral (típica) pode ser vista na Fig. 6.7.

Desde que $N/R < g_{fs}(0, N_{0s0})$, a equação (6.46) satisfaz o teorema de Dragilev [126] e portanto tem pelo menos um ciclo limite, ou seja, pelo menos uma solução periódica.

dica.

Empregar o mesmo plano de fase que o de Liénard é também muito útil para os desenvolvimentos subsequentes. Assim, (6.46) é equivalente à seguinte equação de estado

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 - F(x_1) \\ \dot{x}_2 &= -x_1\end{aligned}\tag{6.47}$$

$$\begin{aligned}\text{com } x_1 &= u \\ x_2 &= \dot{u} - F(u) \\ F(u) &= \int_0^u \bar{f}(v) \, dv\end{aligned}$$

Cujo único ponto de equilíbrio é a origem.

Uma função de Liapunov pode ser definida em torno da origem de tal forma que o teorema de Tchetaev [127] é aplicável. Uma função possível é $V = x_1^2 + x_2^2$, com derivada igual a

$$\dot{V} = 2x_1\dot{x}_1 + 2x_2\dot{x}_2$$

Introduzindo (6.47) tem-se

$$\begin{aligned}\dot{V} &= 2x_1x_2 - 2x_1F(x_1) - 2x_2x_1 \\ \dot{V} &= -2x_1F(x_1)\end{aligned}\tag{6.48}$$

V só é positiva se o produto $x_1 F(x_1)$ for negativo, o que implica

$$F(x_1) < 0 \quad p/ \quad x_1 > 0$$

$$F(x_1) > 0 \quad p/ \quad x_1 < 0$$

Num intervalo em torno da origem.

A função $F(u)$ verifica essa condição se

$$N/R < g_{sf}(0, V_{SQ}) \quad (6.49)$$

Substituindo os valores de (6.44) obtém-se o limite inferior de V_{SQ} para que (6.47) verifique o teorema de Tchetaev (neste trabalho evidentemente):

$$V_{SQ} > 1,69675 \quad (6.50)$$

Apesar das condições do teorema não serem necessárias, para o caso em jogo o teorema de Tchetaev garante que a origem é um ponto crítico instável e portanto o primeiro ciclo limite de (6.45) ou suas equivalentes é internamente estável. Na verdade, uma análise das raízes da equação característica do sistema (6.47) linearizado no ponto crítico revela que a origem é um foco instável para a condição expressa por (6.49) ou (6.50) e isso por sua vez garante que o oscilador da MAT sempre oscila ao ser ligado, sem possibilidade de extinção das oscilações.

Demonstrar a unicidade e a estabilidade total do

ciclo limite é mais difícil e para tanto outros recursos devem ser empregados. Uma das ferramentas mais poderosas e rigorosas é o teorema da bifurcação de Hopf (1942), sugerido em 1892 por H. Poincaré e cujas aplicações tem se multiplicado recentemente, cf. [111]. A referência relevante nesse contexto é o trabalho de Mees & Chua (1979) [120] cuja forma do teorema no domínio do tempo é aqui empregada para estabelecer a unicidade e estabilidade da solução do ODS, bem como estabelecer o intervalo de polarização apropriado.

O teorema de Hopf aplica-se a sistemas autônomos de ordem igual ou superior a 2, parametrizados e cujos retratos de fase sofrem uma bifurcação quando o parâmetro (μ) cruza um valor crítico, passando a admitir ciclos limites para valores do parâmetro próximos do valor crítico. O teorema aplica-se perfeitamente ao sistema (6.47) quando se considera como parâmetro μ a tensão de polarização V_{GSQ} . O enunciado segundo Mees & Chua encontra-se no Apêndice G.

6.4.1 - Aplicação do Teorema de Hopf

O sistema (6.47) é da forma

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1, x_2, \mu) = -F(x_1) + x_2$$

$$\dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2, \mu) = -x_1$$

$$\text{com } \mu = V_{GSQ} \in \mathbb{R}$$

Que o sistema é C^1 em x e em μ como exige o teorema de Hopf, depreende-se inspecionando $f(x_1)$ e $F(x_1)$.

A matriz jacobiana do sistema avaliada no ponto de equilíbrio é

$$J(\mu) = \begin{bmatrix} -\bar{f}(x_1, \mu) \big|_{x_1=0} & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$$

E substituições apropriadas em $f(x)$, cf. (6.45), levam a

$$\bar{f}(x_1, \mu) = -237,7025 + 301,19406 \cdot 1,01 \cdot \left[(\mu - x_1 + 0,33)^{4,5} \right] \quad (6.51)$$

O que permite determinar que os dois únicos autovalores de $J(\mu)$, λ_1 e λ_2 logicamente parametrizados em μ , descrevem no plano complexo a trajetória vista na Fig. 6.8.

Com (6.51) verificou-se que os autovalores são complexos conjugados no intervalo $1,68074399 \leq \mu \leq 1,712458552$, e que sua parte real $\alpha(\mu)$ assume o valor zero somente para um único valor crítico μ_0 de μ :

$$\alpha(\mu_0) = 0$$

$$\mu_0 = 1,6967516654 \quad (6.52)$$

A parte real dos autovalores, no intervalo em que são conjugados é

Fig. 6.8. Trajetória dos Autovalores da Jacobiana da Equação do Oscilador.

$$\alpha(\mu) = 118,85125 - 150,94203 \cdot 1,01^{-(\mu+0,33)^{4,5}} \quad (6.53)$$

É fácil comprovar que $\alpha'(\mu_0) > 0$, uma das hipóteses do teorema de Hopf.

A última hipótese do teorema é que ∇_0 , uma função (definida no Apêndice G) das derivadas parciais de f_1 e f_2 , seja diferente de zero. Para avaliar ∇_0 é necessário calcular

$$\left. \frac{\partial^2 f_i}{\partial x_p \partial x_q} \right|_{x_1=x_2=0} \quad \text{e} \quad \left. \frac{\partial^3 f_i}{\partial x_p \partial x_q \partial x_r} \right|_{x_1=x_2=0}$$

para i, p, q e r variando de 1 a 2

De (6.47) conclue-se que todas essas derivadas são nulas exceto $\frac{\partial^2 f_1}{\partial x_1^2}$ e $\frac{\partial^3 f_1}{\partial x_1^3}$:

$$\frac{\partial^2 f_1}{\partial x_1^2} = - \frac{d^2 F(x_1)}{dx_1^2} = - \bar{f}'(x_1, \mu)$$

$$\frac{\partial^3 f_1}{\partial x_1^3} = - \frac{d^3 F(x_1)}{dx_1^3} = - \bar{f}''(x_1, \mu)$$

Derivando (6.51) em relação a x_1 e calculando-se a derivada no ponto de equilíbrio obtém-se uma expressão de σ em função de μ :

$$\sigma_0(\mu) = \left[2,956911178 (\mu+0,33)^{2,5} - 0,0378216001 (\mu+0,33)^7 \right] \cdot 2,01^{-\left[(\mu+0,33)^{4,5} \right]}$$

(6.54)

Ou seja

$$\begin{aligned} \sigma_0(\mu) &= 0 && \text{para } \mu = 2,304332978 \\ &&& \text{e para } \mu \leq -0,33 \end{aligned}$$

$$\sigma_0(\mu) > 0 \quad \text{para } -0,33 < \mu < 2,304332978$$

$$\sigma_0(\mu) < 0 \quad \text{para } 2,304332978 < \mu$$

Analisando-se esses resultados à luz da trajetória dos autovalores (Fig. 6.8) observa-se que o produto $\alpha(\mu) \cdot \sigma_0(\mu)$ é menor que zero para $\mu > \mu_0$ e portanto, de acordo com o teorema de Hopf, existe uma órbita periódica do sistema (6.47) em torno da origem do plano de fase x_1, x_2 . Além disso, o teorema garante que essa órbita é única.

Para $\mu > 2,304332978$ $\alpha(\mu) \cdot \sigma_0(\mu) < 0$ e também $\sigma_0(\mu) < 0$, consequentemente, pelo teorema de Hopf a órbita é atratora, garantindo que o oscilador tem uma solução periódica única e estável para uma tensão de polarização maior que 2,304332978 V.

6.5 - Solução Periódica - Análise Quantitativa

Nenhum dos teoremas pertinentes à existência e unicidade de ciclos limites de equações do tipo (6.45) permiti

te estabelecer diretamente a amplitude dos ciclos limites quando estes existirem, sendo necessário para tanto recorrer a outras ferramentas.

Para o caso tratado o teorema de Hopf garante que a tensão de polarização sugerida pela análise linear (2,56V) produz oscilações estáveis, mas é interessante estender a análise e identificar a priori qual a tensão de polarização necessária para que a tensão de pico na porta do MOSFET tenha esse mesmo valor. Das inúmeras possibilidades para determinar a amplitude das oscilações, a mais atraente é a aplicação de funções descritivas, o que permitiria em princípio construir um gráfico com amplitude X polarização. O sistema da Fig. 6.3 constitui, no entanto, um caso patológico para o qual as funções descritivas não revelam a amplitude do ciclo limite, como é demonstrado abaixo.

6.5.1 - Funções Descritivas

Considerando a a amplitude da tensão de porta nos ODS da Fig. 6.3 e considerando ainda $N'(a, \mu)$ e $N(a, \mu)$ as funções descritivas com polarização μ , respectivamente do MOSFET e do amplificador carregado, temos na frequência de ressonância

$$N(a, \mu) = N'(a, \mu) \cdot R \quad (6.55)$$

E também, como $\lim_{a \rightarrow 0} N'(a, \mu) = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{\mu}$ tem-se

$$\lim_{a \rightarrow 0} N(a, \mu) = R \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{\mu} \quad (6.56)$$

Por outro lado, como se pode observar pela Fig.6.5 e pelo modelo descrito por (6.33), a transcondutância do MOSFET estabiliza para valores elevados de V_{GS} , de modo que quando V_{GS} cresce "ad infinitum" o dispositivo tende a retificar o sinal, independente da polarização V_{GSQ} . Assim

$$\lim_{a \rightarrow \infty} N(a, \mu) = \frac{1}{2} R \lim_{a \rightarrow \infty} N'(a, \mu)$$

$$\lim_{a \rightarrow \infty} N(a, \mu) = \frac{1}{2} R \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{GSQ} = \infty} \quad (6.57)$$

De (6.33) e (6.44)

$$\lim_{a \rightarrow \infty} N(a, \mu) = 20,931 \quad (6.58)$$

O ganho equivalente de malha fechada é $N(a, \mu) \cdot 1/N$,

com

$$N = 8,9 \quad \text{portanto}$$

$$\lim_{a \rightarrow \infty} N(a, \mu) / N = 2,35 \quad (6.59)$$

Por outro lado, o máximo valor de (6.56) ocorre na região linear do MOSFET onde $g_{fs} = 0,2775$, de maneira que

$$0 \leq \lim_{a \rightarrow 0} N(a, \mu) \leq 41,862 \quad (6.60)$$

E

$$0 \leq \lim_{a \rightarrow 0} N(a, \mu)/N \leq 4,704 \quad (6.61)$$

Como consequência de (6.59) nenhuma curva $N(a, \mu)/N$ cruza a reta $N(a) = 1$ com derivada negativa, portanto as funções descritivas não preveem nenhuma ciclo limite estável, em contradição com o teorema de Hopf. Trata-se portanto, de uma "falha tipo 1", cf. [10], das F.D. que certamente pode ser atribuída a não verificação da hipótese do filtro, uma vez que para o caso em questão o fator de qualidade do tanque resultou muito baixo. Dessa forma o método das funções descritivas resultou inútil.

6.5.2 - Retratos de Fase

Uma segunda possibilidade examinada exhaustivamente pelo autor foi a construção do retrato de fase da equação (6.45). Infelizmente esse exercício só demonstrou ser extremamente difícil visualizar com precisão uma órbita fechada pelos métodos tradicionais (isóclinas, etc.).

Vários processos foram tentados incluindo diferentes normalizações para (6.45). Tanto o plano de fase de Van der Pol como o de Liénard [126] foram considerados, uma vez que no plano de Liénard a construção gráfica das tangentes às trajetórias de fase é muito simplificada para o caso particular (6.45). Mesmo assim os resultados práticos foram insignificantes. Uma maneira certamente mais eficiente de tentar construir o retrato de fase seria através de um traçador de gráficos e de um programa adequado. Esse caminho contudo, não foi trilhado.

6.5.3 - Solução Numérica

Uma saída óbvia para determinar a amplitude das oscilações é construir numericamente a solução da equação (6.45) para diferentes valores de polarização, mais condições de contorno. Basicamente duas tentativas foram feitas. Na primeira o método de Runge-Kutta [100] foi aplicado (sem sucesso) com vistas a obter uma solução discretizada em função do tempo. O problema encontrado foi o de que a derivada de x em (6.45) cresce depressa demais levando rapidamente ao transbordo por excesso em algum registro (memória). Na segunda tentativa (sem sucesso) tentou-se construir o retrato de fase numericamente, tanto no plano de fase de Van der Pol como no de Liénard, porque o sistema (6.45) fica reduzido a um sistema de primeira ordem, cf.(6.47). Também nessa tentativa o principal problema foi o de trans-

bordo. Evidências indicam como é natural, que se o passo da discretização for suficientemente reduzido, o problema poderá ser resolvido, pagando-se contudo, um preço elevado em termos de acréscimo no tempo de processamento.

Os algoritmos foram implementados pelo próprio autor em linguagem BASIC, sem recorrer a nenhum tipo de "pacote" para soluções de equações diferenciais, o que provavelmente explica as limitações. Programas especiais sem dúvida existem e em vista das dificuldades encontradas, a opinião do autor é de que diante de um problema semelhante ao posto por esse trabalho, todos os esforços devem ser feitos para se utilizar tais programas.

6.5.4 - Conclusão

Todas as tentativas de determinar a relação entre a amplitude das oscilações e a tensão de polarização falharam. Não obstante, o oscilador funcionou e a sua estabilidade pode ser demonstrada. A saída para o problema é obtida fisicamente, ligando-se (ensaiando) o oscilador sem a realimentação da MAT e com polarização ajustável a partir de zero Volts. Uma boa correlação foi obtida com a tensão crítica determinada pelo teorema de Hopf para o caso de dispositivos VNAZ. Nos testes efetuados a tensão de 2.56 V foi atingida com aproximadamente 3,5V de polarização, como se vê na Fig. 6.8.

Fig.6.8. Tensão de Pico da Componente AC Medida na Porta
Versus Tensão de Polarização na Porta do MOSFET
do Oscilador.

7. Circuito de Regulação e Configuração Final

7.1 - Introdução

Até este ponto o circuito de realimentação da MAT ficou implícito e apenas o divisor resistivo foi considerado (no cômputo geral das perdas). Uma vez determinada a tensão de polarização necessária para o dispositivo ativo do oscilador, o circuito de realimentação emerge naturalmente.

Este circuito é essencialmente um amplificador de erro que estabelece realimentação degenerativa na fonte MAT, aumentando a tensão de polarização do oscilador quando a MAT cai e diminuindo-a quando a MAT sobe acima do valor nominal. Um segundo mas não menos importante papel do circuito de regulação é o de permitir ajustes iniciais bem como calibração ou compensação de fatores que degradam com o tempo.

O procedimento que norteou este trabalho quanto à malha de regulação da MAT foi o de escolher uma alternativa-usual em instrumentação, se possível uma concepção simples de modo a aumentar a confiabilidade e facilitar a manutenção. Tudo indica que o emprego de um amplificador de transcondutância monolítico é a melhor solução.

7.2 - Requisitos para Estabilidade

É fundamental que a malha de regulação da fonte-

MAT seja estável de modo que nível DC não sofra flutuações gerados pela própria fonte, o que seria acima de tudo contraditório. A Fig. 7.1 permite visualizar os diferentes estágios que contribuem para o ganho de malha fechada.

Fig.7.1. Diagrama de Blocos do Circuito de Regulação da MAT.

O ganho AC para o dispositivo ativo é obtido diretamente da Fig. 6.8, de acordo com a qual $V_{gsm} \approx 3,43 \mu - 10,8$, ou seja $\frac{d V_{gsm}}{d \mu} \approx 3,43$.

O ganho do transformador é obtido da Tabela 4.6 e vale 151,7. O multiplicador tem um ganho de aproximadamente 6 uma vez que é de seis estágios e com eficiência de conver-

são próxima de 1 (Apêndice F).

Esses três blocos apresentam um ganho total de quase 70dB que deve ser compensado pelo divisor resistivo e pelo amplificador. Para que as tensões na entrada do amplificador sejam realísticos, (em torno da unidade), o divisor resistivo deve atenuar da ordem de 60 dB, ficando o restante para o amplificador. Evidentemente nem sempre é possível ter atenuação no amplificador e nesse caso a solução é diminuir a faixa de passagem da malha, introduzindo um capacitor em paralelo com a saída do divisor resistivo.

Tanto o multiplicador como o transformador têm faixa relativamente estreita, o que contribue para reduzir o ganho de malha fechada para baixas frequências, apesar de ser difícil estabelecer a frequência de corte (equivalente) do multiplicador.

Com essas considerações torna-se fácil determinar uma capacitância adequada uma vez conhecido o divisor resistivo e o amplificador de erro. O divisor teve sua estrutura pré-estabelecida no Capítulo 4 por imposição dos limites no consumo total de potência da MAT. O amplificador é tratado a seguir.

7.3 - O Amplificador de Erro

Há duas maneiras principais de implementar o amplificador de erro numa fonte regulada. Uma forma consiste em

transportar uma amostra da saída para uma entrada de controle de um regulador de precisão monolítico, a saída do qual pode alimentar um oscilador ou multivibrador, ou mesmo para polarizar um transistor. A este respeito cf. [37] e [135]. Nessas aplicações um regulador do tipo LM 100 ou LM 723 age essencialmente como um amplificador operacional, porém com um número relativamente alto de componentes externos. Uma forma mais apropriada é utilizar um amplificador operacional (AO) devido a maior simplicidade de circuito. O tipo de amplificador operacional bem como a referência de tensão empregada dependem naturalmente de cada caso.

Williams [225] por exemplo, emprega um AO LF 441e um zener de precisão para polarizar um BJT numa fonte de 1000 V. Em geral num osciloscópio diferentes tensões são disponíveis, de forma que alimentar um AO com tensões simétricas não é problema. Esta, contudo, não é a regra para outros instrumentos, sendo desejável uma configuração que evite alimentação simétrica, com vistas a uma universalização do projeto, um dos objetivos deste trabalho.

A solução adotada neste trabalho é a sugerida indiretamente por Campbell e Wittlinger, 1972 [27] que consiste em empregar um amplificador operacional de transcondutância (OTA) em malha aberta e com alimentação unipolar. O amplificador sugerido por Campbell e Wittlinger é o CA 3080 da RCA que pode ter o ganho de malha aberta ajustado, além de poder ser alimentado com 6V, ou seja, com a mesma tensão que é necessária para alimentar o fi-

lamento do TRC, sem dúvida uma vantagem.

Além da recomendação de Campbell e Wittlinger (para MAT), o CA 3094, uma versão com saída Darlington do CA 3080 é empregada pelo menos num osciloscópio (o modelo 1740 da HP), exatamente com a função de amplificador de erro. Como a carga do amplificador de erro é elevada (MOSFET), um CA 3080 é suficiente e constitui praticamente a solução ideal. A Fig. 7.2 mostra a configuração do amplificador de erro com uma carga resistiva finita para garantir o ganho de tensão desejado

Fig.7.2. Amplificador de Erro com Amplificador Operacional de Transcondutância.

Com os resistores recomendados pelo fabricante ($1,8\text{ M}\Omega$) a corrente de controle da transcondutância é $1,5\text{ }\mu\text{A}$ de tal forma que o ganho de tensão [227] é

[WITTLINGER] é

$$G_{3080} = 1,5 \cdot 10^{-6} \cdot 19,2 \cdot R_L$$

$$= 2,88 \cdot 10^{-5} R_L \quad (7.1)$$

Considerando a saída do amplificador igual a aproximadamente 3,5 V (cf. Cap. 6) e sendo V_e a tensão de erro proporcional a MAT tem-se

$$3,5 = (V_+ - V_e) 2,88 \cdot 10^{-5} R_L \quad (7.2)$$

Para uma diferença de tensão $(V_+ - V_e)$ em torno de 1 V a resistência R_L pode ser fixada em 100 k Ω , o que implica

$$V_+ - V_e \simeq 1,215 \quad (7.3)$$

Escolhendo $V_e = 2$ de modo que V_+ possa ficar bem posicionada em relação a alimentação de +6V, V_+ deve fixar-se em 3,215V e a atenuação do divisor deve fixar-se em 1/1000.

Na estrutura do divisor estabelecida no Capítulo 4

(cf. Fig. 4.10), a resistência total do potenciômetro mais a resistência aterrada, devem ter um valor de aproximadamente $85\text{ k}\Omega$, o que é facilmente obtido com um potenciômetro de $82\text{ k}\Omega$ e um resistor de $5,1\text{ k}\Omega$.

A tensão na entrada não inversora do CA 3080 deve ser $3,215\text{ V}$, portanto é conveniente que o potenciômetro do divisor de referência permita que essa tensão seja ajustada entre limites que contenham $3,215\text{ V}$, como, por exemplo 2 V e 4 V . Para estes limites basta tomar $300\text{ k}\Omega$ para o resistor do divisor de referência que está conectado à alimentação, $150\text{ k}\Omega$ para o outro resistor e $470\text{ k}\Omega$ para o potenciômetro. O arranjo pode ser visto na Fig. 7.3. Os capacitores são sugeridos pelo fabricante para reduzir o ganho em altas frequências.

7.4. - Configuração Final da Fonte MAT

A expressão (7.2) mostra que o ganho do amplificador para a componente incremental de V_e ($d\mu/dV_e$) é $-2,88$, e isto implica numa margem de ganho de aproximadamente 8 para frequências próximas de DC.

Como a parte inferior do divisor resistivo é relativamente alta ($\sim 85\text{ k}\Omega$), basta um capacitor de $1\text{ }\mu\text{F}$ para tornar negativa a margem de ganho para frequências superiores a aproximadamente 18 Hz , supondo evidentemente que a fase do ganho de malha fechada é igual a 180° e independente da frequência, o que certamente não ocorre.

Podemos dizer que a malha de realimentação com esses valores é estável, como provou-se na prática e assim fica também estabelecida a configuração final para o MAT que é a da Fig. 7.3.

7.5 - Conclusão

Uma estrutura relativamente simples foi adotada para o circuito de regulação sendo que um ganho maior que um para DC é inevitável. O ganho pode ser reduzido arbitrariamente para frequências próximas de zero, de modo que o sistema é estável. Um capacitor de $1 \mu\text{F}$ foi empregado satisfatoriamente para transformar o divisor resistivo num filtro passa-baixas.

Naturalmente o circuito precisa de cuidadosos ajustes iniciais e após quaisquer reparos. Para tanto, como em relação a qualquer instrumento de boa qualidade, os pontos de testes mais importantes têm suas tensões indicadas no esquema da Fig. 7.3.

* FÉLIX DE CARBONO INC. E12

標	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
標	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
標	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
標	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
標	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
標	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	6																																								

* LACERDOS APÓS A JUSTE

CI-CG-100F

DL-P5-BYX10

Fig. 7.3. Configuração Final da Fonte MAT.

8 - Resultados Experimentais e Comentários

8.1 - Resultados Globais

Um protótipo foi montado de acordo com o esquema da Fig. 7.3 e testado com uma carga simulada (não o TRC).

O circuito desempenhou sua função de gerar uma alta tensão (MAT) a partir de uma tensão baixa (+ 24V), mas não foi possível atingir o valor especificado para a regulação de carga que resultou cerca de 4 vezes maior que a especificada. A regulação de linha é praticamente zero devido ao excelente desempenho do regulador LM 317, mas a máxima tensão de zumbido excedeu o especificado em mais de 50%. O valor absoluto (c/ carga) contudo ainda é baixo.

Não foram realizados testes dinâmicos com relação às operações de partida e desligamento da fonte.

Apesar de ser transparente do ponto de vista da saída DC, não foi possível operar satisfatoriamente o oscilador na frequência nominal. Provavelmente devido a larga tolerância em parâmetros magnéticos do transformador, a melhor frequência ficou abaixo de 28 kHz, sendo que com ajustes convenientes a fonte apresenta a tensão nominal correta para diferentes frequências do oscilador.

O oscilador operou corretamente quanto à tensão de pico no dreno, mas com uma forte tendência a cortar e saturar, mesmo quando testado sem o circuito de regulação. Sur-

preendentemente o oscilador operou em diferentes tensões de pico de maneira não prevista pelo autor. Este aspecto não foi analisado detidamente, mas é mais provável que o fato se deva a desvios do MOSFET real em relação ao modelo considerado.

Não foram feitas medidas de consumo, mas o MOSFET não apresentou superaquecimento. Um dissipador improvisado (arbitrariamente) pelo autor foi usado em todos os testes com o oscilador. A Tabela 8.1 resume os resultados globais (experimentais) relevantes.

Tabela 8.1 Principais Resultados Experimentais Relativos ao Circuito da Fig. 7.3.

Parâmetro	Especificado	Medida
Tensão Nominal	2000 V	2000 V
Consumo Máximo	470 mW	não medido
Regul. de Linha	0,3 %	~ 1,2 %
Regul. de Carga	0,3 %	-----
Zumbido Máximo	600 mV _{pp}	~ 950 mV _{pp}
Frequência	35 kHz	< 28 kHz

8.2 - Problemas Confrontados

Inúmeras medidas e construções experimentais inter

mediárias foram necessárias para se chegar ao esquema final da Fig. 7.3. O autor encontrou muito mais dificuldades do que facilidades, principalmente em instrumentação e a maioria das inúmeras medidas poderia ser reduzida a uma fração caso a instrumentação adequada fosse empregada.

Basicamente quatro grandes problemas limitaram tremendamente o alcance deste trabalho e estenderam seu desenvolvimento no tempo:

- a) Instrumentação pobre
- b) Retificadores inadequados
- c) Modelamento e construção do transformador
- d) Modelamento do MOSFET

Destes quatro grandes problemas somente o segundo e o último tiveram uma solução satisfatória.

Com relação à instrumentação particularmente, medidas em tanques com núcleos de ferrita foram muito difíceis para o autor, devido a falta de pontes de precisão e de leitura rápida. Neste terreno o autor tem um débito especial pela ajuda prestada, para com o Sr. Ferro, técnico do Instituto de Física e Química de São Carlos.

Com relação aos retificadores, um tempo excessivo foi gasto tentando fazer funcionar um multiplicador com diodos SEMIKRON, tentando explicar o fracasso deste e procurando diodos melhores. A solução do ponto de vista experimental deve-se quase que inteiramente ao Prof. J.C. Sartori do Departamento de Eletricidade da EESC, que obteve para o autor

meia dúzia de BY 184, os quais foram efetivamente empregados em lugar dos BY X10 da Fig. 7.3.

Com relação ao transformador houve grande dificuldade em compatibilizar o modelo de Millman & Taub [124] com as medidas, o qual aparentemente é incorreto ou bastante impreciso para as condições de contorno deste trabalho como demonstrou o emprego do modelo de Landee et alii [104]. A construção de um transformador adequado preenchendo todas as especificações do Capítulo 4 revelou ser um processo iterativo e bastante trabalhoso. Vários núcleos foram testados e o autor registra aqui a imprescindível colaboração do Sr. Reovaldo, Técnico do Departamento de Eletricidade da EESC na confecção de inúmeras formas e no enrolamento de outros tantos transformadores.

A impressão que restou ao autor é a de que o transformador constitui o principal problema de engenharia no projeto de um oscilador de dreno ou coletor sintonizado aplicado a uma fonte do tipo tratado neste trabalho.

Com relação ao modelamento do MOSFET a principal barreira foram medidas de correntes muito baixas para verificar o comportamento da CTE nas proximidades da origem. Uma boa dose de trabalho de análise e inspeção de expansões em série de curvas experimentais foi necessária antes que alguns modelos úteis surgissem, para os quais o comportamento da CTE na origem é praticamente irrelevante. O problema do modelamento foi resolvido analiticamente de maneira grati

ficante e proveitosa cf. [115] .

8.3 - Comentários Gerais

A título de conclusões gerais o autor considera que:

- a) os princípios propostos na introdução do trabalho foram todos atingidos.
- b) o sistema funcionou fisicamente, com alguns dos parâmetros preenchendo ou mesmo superando as especificações do Capítulo 3.
- c) Houve um trabalho proveitoso de otimização da arquitetura, da frequência nominal do oscilador, da tensão de alimentação do oscilador e de outros parâmetros.
- d) Todo o projeto, do ponto de vista de engenharia, foi feito com a preocupação de confiabilidade. As recomendações do MIL HDBK 217 foram seguidas ou mesmo excedidas como no caso do regulador de tensão monolítico e do dispositivo ativo do oscilador.
- e) Contribuições originais surgiram durante o desenvolvimento do trabalho (Teorema fundamental, Modelamento dos MOSFETS) e foram incorporadas.
- f) A arquitetura final é flexível e pode sofrer uma modificação para funcionar com um BJT ao

invés de um MOSFET. Testes com o oscilador a BJT foram feitos e informações suficientes para construí-lo estão contidas principalmente no Capítulo 6.

8.4 - Sugestões Para a Continuação do Trabalho

Em qualquer atividade humana, um determinado trabalho adquire significado especial quando possibilita a alguém, como o cravo de um alpinista, um prosseguimento.

O autor acredita que algumas idéias e problemas surgidos durante este trabalho não puderam ter o devido tratamento e portanto poderão ser explorados ou resolvidos por outros interessados.

Para melhor expor estes aspectos na forma de sugestões é conveniente caracterizá-los como aspectos de engenharia e aspectos acadêmicos.

No primeiro caso o autor sugere um modelamento rigoroso para um transformador de múltiplos enrolamentos, empregando elementos finitos e síntese de funções de transferência, como forma de ataque a um dos principais problemas técnicos. Uma reavaliação do conversor tipo gerador de Marx com vistas a integração do sistema viria em segundo lugar. Uma rigorosa avaliação da fonte série em face dos atuais e futuros desenvolvimentos dos semicondutores é absolutamente necessária porque poderá revolucionar o projeto de fontes MAT.

Uma recomendação fundamental para qualquer continuação do trabalho com vistas a aplicação em osciloscópios é a seguinte: as aplicações de MAT em instrumentação são muitas, mas para osciloscópios ela poderá desaparecer à medida que alternativas para o TRC são viabilizadas. Quando o autor iniciou este trabalho acreditava-se que o TRC era insubstituível devido a sua infinita resolução, e que soluções tais como cristais líquidos não se aplicariam a osciloscópios. Com o tempo ficou claro que o uso de um TRC é algo tão grosseiro como empregar um oscilógrafo a pena. Num TRC extraímos informação do desenho da função feito em tempo real. Isso não é necessário. Não é necessário que a resolução e a precisão das medidas sejam ditadas pela resolução e pela precisão de um feixe de elétrons numa tela fosforescente. O futuro dos osciloscópios é digital e isso quase que certamente exclue o emprego de MAT. Uma investigação séria deste assunto será sem dúvida proveitosa.

No segundo caso, o autor sugere uma busca de conexões do teorema fundamental com as equações fundamentais do eletromagnetismo clássico (Maxwell). É muito provável que a impossibilidade de ganho numa rede só com sinais DC esteja relacionada com a maneira (única!) com que a energia se propaga. Isso sem dúvida traria novos fatos à luz que poderiam ser de interesse, tais como a possibilidade de conversores alimentados por um fluxo aleatório de energia.

Uma tentativa de extensão do teorema de Liénard para casos particulares como o tratado aqui seria também

um tema interessante. Inúmeras outras sugestões de menor impacto devem surgir naturalmente para quem quer que leia o trabalho e o autor se abstém de enumerá-las.

APENDICE A

Considerações Adicionais sobre o Projeto do Divisor Resistivo para a Tensão do Anodo 2

Para um TRC de osciloscópio a forma mais prática de alimentar os diferentes eletrodos é construir uma única fonte de alta tensão com a tensão de aceleração (a mais alta), obtendo as outras tensões através de divisores. O projeto dos divisores deve ser cuidadoso porque resistores e potenciômetros para alta tensão podem facilmente dar origem a situações adversas com consequências indesejáveis.

Num TRC Philips DG-13/32 o anodo 2 ou grade 3 é o anodo de focalização do feixe e sua tensão nominal em relação ao catodo é + 490 V, podendo variar aproximadamente $\pm 10\%$ até + 340 V ou até + 640 V. Esses são os únicos dados fornecidos pelo fabricante a respeito do anodo 2.

Como o anodo 1 deve ficar aterrado, o catodo fica com - 2000 V em relação a terra e o anodo 2 fica com tensão nominal de - 1510 V, podendo ir até - 1360 V ou até - 1660V.

Para este trabalho o dimensionamento do divisor para a tensão de anodo 2 já foi feito no início do capítulo 3 desprezando-se a corrente do anodo face a corrente principal no divisor. de certa forma esse é um dimensionamento preliminar e resta analisar o efeito da tolerância e do envelhe

cimento dos componentes, bem como da tolerância da tensão nominal da MAT.

Tolerância

A tolerância aceita para a tensão MAT é $\pm 0,3 \%$. Os resistores são de $\pm 5 \%$ e o potenciômetro é de $\pm 20 \%$.

Estabilidade

Todos os resistores e o potenciômetro devem operar dissipando em torno de 30 mW e um cálculo preliminar mostrará que mesmo nas piores condições estacionárias a máxima dissipação não atingirá 50 mW para nenhum componente. Isso permite operar até 70°C de temperatura ambiente sem ultrapassar uma deriva de $+ 2,5 \%$ para 1000 horas de acordo com o nomograma da página E 11 de [150]. Essas condições são usuais ainda que rigorosas, mas garantem mais segurança. Além disso, os valores de deriva são fornecidos com 95 % de probabilidade.

Coefficiente de Temperatura

Na página E 13 de [150] extrapolando o gráfico observamos que o coeficiente de temperatura é negativo melhor que 1000 ppm/°C para resistores CR93 de alto valor dentro de um intervalo de confiança de 90 %. Usaremos esse valor para estabelecer margem de segurança.

Potenciômetro

Na falta de mais dados adotaremos os valores de estabilidade e de coeficiente de temperatura dos resistores, já que o potenciômetro também é de carbono.

Um coeficiente de 1000 ppm/°C significa 0,1 %/°C e se operarmos normalmente em 25°C com excursões até +70 °C e até - 20 °C, então o máximo desvio devido a temperatura será 4,5 %.

Com esses dados podemos verificar antes de tudo se a máxima tensão não é ultrapassada em algum dos componentes.

A maior queda ocorre sobre o resistor de 8,2 MΩ quando passar a maior corrente. Essa corrente deve ocorrer com a máxima tensão e a mínima resistência total. Supondo deriva nula teremos:

$$\frac{2000(1 + 0,003)}{26,6(1 - 0,05)(1 + 0,0)(1 - 0,045) + 4,7(1 - 0,2)(1 + 0,0)(1 - 0,045)} =$$

$$= 72,36 \mu A$$

A queda correspondente sobre o resistor de $8,2 \text{ M}\Omega$ será $538,32 \text{ V}$, o que representa um acréscimo desprezível.

Quanto aos limites da tensão do anodo 2, tem-se o seguinte:

$$\text{Módulo máximo} \quad \frac{R_A + R_P}{R_A + R_P + R_B} V_A = \frac{1}{R_B / (R_A + R_P) + 1} V_A$$

$$\text{Módulo mínimo} \quad \frac{R_A}{R_A + R_P + R_B} V_A = \frac{1}{1 + (R_P + R_B) / R_A} V_A$$

O módulo máximo atinge o seu máximo quando $\frac{R_B}{R_A + R_P}$ é mínimo. Esse mínimo pode ser calculado para o pior caso, considerando deriva desprezível e coeficiente de temperatura (CT) máximo só para R_B . Isso apesar de pouco provável é possível porque os diferentes componentes não devem ter os mesmos CT. O valor da tensão será

$$0,8535 \cdot 2006,0 = 1712,04 = 1660 + 3,13\%$$

$$\text{O módulo mínimo atinge o seu mínimo quando } \frac{R_P + R_B}{R_A}$$

é máximo. Esse máximo pode ser calculado também para o pior caso, de maneira análoga, fornecendo o seguinte valor:

$$0,633 \cdot 1994 = 1262,16 = 1360 - 7,19\%$$

Esses desvios são grandes e o ideal seria ter desvios não maiores que uma ordem de grandeza abaixo da tolerância sobre o valor nominal da tensão de anodo 2. Em outras palavras o ideal seria garantir desvios inferiores a 1 %. Para que isso possa ser conseguido na prática, as seguintes medidas devem ser tomadas:

1. Acomodação de todos os componentes por mais de 1000 h antes do emprego.
2. Seleção de componentes com tolerâncias e CT menores, (em lote), principalmente o potenciômetro.
3. Tentar manter a temperatura ambiente de operação a mais constante e próxima de 25 °C possível.

Ruído

Ruído não deve ser um problema, uma vez que a resistência total do divisor (31,3 M Ω) necessitaria de uma faixa equivalente de 10 MHz para apresentar aproximadamente 2,5 mV a 70 °C. A faixa equivalente do divisor certamente é bem menor que 10 MHz.

Outras Observações

Após o desenvolvimento desse trabalho foram introduzidos recentemente resistores de menor tolerância no mercado brasileiro. Qualquer continuação desse trabalho deve levar isso em conta.

APÊNDICE B

Teorema Fundamental

Uma rede de um acesso, autônoma, passiva, invariante e composta somente de resistores generalizados e elementos de memória de múltiplos acessos, se excitada por uma fonte de tensão constante não pode apresentar ganho de tensão maior que 1 para um estado estacionário completamente DC.

Observação: o ganho de tensão considerado é o módulo da função descritiva de ordem zero para excitação de frequência nula, definida para o braço da rede considerado carga; ou seja $|N_Y(\gamma, \alpha)|$ para $\alpha=0$ na notação de Atherton (1981) [11].

Demonstração: se a rede está num estado estacionário completamente DC, então podemos ignorar os elementos de memória e todos os elementos resistivos estarão polarizados podendo ser substituídos por equivalentes lineares nos pontos de polarização. Os equivalentes serão resistores ideais e a rede então será equivalente a uma rede linear resistiva e passiva. Consequentemente, pelo teorema de Schwartz, não pode ter ganho de tensão maior que a unidade.

Por outro lado, exemplos de redes do tipo do enunciado com ganho de tensão maior que um para um estado estacionário oscilante são abundantes na prática. Redes passivas

periodicamente chaveadas não invariantes, com ganho de tensão maior que a unidade são também abundantes. CQD.

Comentários: apesar de ser um fato com evidência experimental, a literatura não registra uma demonstração de que não podemos construir um multiplicador de tensão absolutamente estático não importa que componentes empreguemos (passivos). Contrariamente, um divisor de tensão pode ser implementado estaticamente. Na demonstração os resistores generalizados são considerados no sentido de Chua & Green (1976) [32], o que permite incluir transistores, FETs, amplificadores operacionais e transformadores.

É interessante notar que não é impossível ganho de tensão maior que um numa rede passiva, desde que excitada senoidalmente. Por exemplo: um transformador constitui um caso trivial. Também é trivial obter ganho de tensão maior que um para o nível DC numa rede passiva desde que a entrada tenha algum componente alternado não necessariamente senoidal. Por exemplo: multiplicador de tensão a diodos.

Para certas redes passivas é possível definir um ganho de tensão equivalente num intervalo tal que seja maior que a unidade num estado transitório. Por exemplo, durante sobretensão.

Finalmente, o desenvolvimento recente de osciladores caóticos (Pikovsky e Rabinovich, 1981) [156] cria a possibilidade de ganho de tensão DC maior que um num conversor caótico passivo. Um exemplo pode-

ria ser constituído de um oscilador Pikovsky-Rabinovich seguido de transformador elevador, um limitador e um retificador.

Os dois últimos comentários esclarecem que oscilações ou chaveamento estritamente periódicos não constituem condição necessária para ganho de tensão DC maior que um numa rede passiva.

APENDICE C

Filosofia de Confiabilidade

1. Introdução

Talvez a característica mais importante de um sistema eletrônico seja confiabilidade. Uma pesquisa realizada pelo IEEE nos EUA [C3] revelou que o fator que mais desagrada nos instrumentos modernos é confiabilidade pobre, como mostra o gráfico da Fig. C.1.

É quase sempre preferível alguma coisa que funcione com desempenho modesto, mas sem falhar do que algo com qualidades únicas mas propenso a falhas. Panes de equipamento são sempre frustrantes mesmo quando há possibilidade de reparo. Os não raros exemplos mostram claramente qual deve ser a filosofia de projeto de um bom produto. Uma copiadora, por exemplo, pode produzir cópias impecáveis, mas quanto melhores forem as cópias, menos toleráveis serão as falhas da máquina, o que leva a maioria das pessoas a aceitar cópias mais simples.

Dois fatores ressaltam ainda mais o aspecto confiabilidade em qualquer tipo de fonte de alimentação: em geral Fontes de alimentação suportam uma cadeia de circuitos ou sistemas, que deixam de operar se a fonte falhar. Em segundo lugar fontes de alimentação são muito propensas a falhar

Fig. C.1. Fatores que Mais Desagradam nos Instrumentos Eletrônicos Modernos Segundo Enquete Realizada nos EUA pelo IEEE. Fonte: IEEE Spectrum, Nov. 1974

exatamente por arcarem sempre com a maior potência em qualquer sistema. Um projeto que garanta confiabilidade é absolutamente obrigatório para fontes de alimentação. O preço de uma falha em certas aplicações pode ser alto demais. O desas

tre dos helicópteros americanos no Irã em 1980, por exemplo, foi causado indiretamente por uma falha de fonte de alimentação [C1] . O fracasso da nave Apollo 13 numa expedição à Lua em 1970 também teve origem numa falha de alimentação [C2] .

2. Linhas de Ataque

As principais linhas de ataque para se aumentar ou garantir confiabilidade em projeto são: Simplicidade de Arquitetura, Arquitetura com Redundância, Arquitetura com Proteção, Superdimensionamento e Emprego de Componentes Especiais.

Em geral mais de um desses recursos são empregados concomitantemente. Arquiteturas com redundância são mais facilmente implementadas em sistemas digitais e componentes especiais são empregados ao máximo quando a confiabilidade é muito mais importante que o custo. Circuitos e componentes de proteção são largamente empregados em instrumentação, particularmente em fontes modulares. Seu emprego em MAT de osciloscópios não é fundamental!

Para este trabalho a filosofia de confiabilidade - adotada apoia-se majoritariamente em simplicidade de arquitetura e superdimensionamento, já que um equilíbrio entre custo e confiabilidade é necessário para um instrumento que pelo menos em princípio possa ser fabricado em série. Uma escolha criteriosa de componentes de linha é feita em parte pa

ra acrescentar confiabilidade, em parte para simplificar a manutenção.

3. Simplicidade de Arquitetura

Simplicidade de arquitetura significa menos peças para falhar, em geral mais espaço para troca de calor entre as peças e, o que é mais importante, menor número de conexões que são grandes causadores de falhas.

Nesse trabalho a filosofia de realçar confiabilidade através da simplicidade foi implementada em parte pela escolha de uma estrutura linear para a fonte MAT.

Na indústria atribui-se importância à simplicidade de arquitetura, a ponto de alguns projetistas considerarem fontes com SCR as mais confiáveis por serem das mais simples [70].

4. Superdimensionamento

O superdimensionamento consiste em prever folgas para componentes críticos de tal forma que estes trabalhem abaixo dos limites e sem fadiga. Essa técnica é comum em instrumentos como osciloscópios e uma regra em equipamento militar e espacial. Há uma publicação militar americana (MIL HDBK 217- Reliability Prediction of Electronic Equipment) bastante utilizada pela indústria, que recomenda as proporções permissíveis dos limites dos principais parâmetros elé-

tricos de cada componente eletrônico. Os fatores empregados nesse trabalho são essencialmente os sugeridos por Arsenault & Roberts (1980) [C4], baseados no MIL HDBK 217 e por Shaw & Monteith num importante trabalho de 1979 [C5]. Outra referência consultada foi [C6], se bem que de menor importância com algumas recomendações gerais. A Tabela C.1 mostra a redução nos valores limites sugerida por Shaw e Monteith.

Tabela C.1.

Redução em Valores Limites Sugeridos por Shaw e Monteith

	I	V	P
Diodos	30%	60%	---
Transistores	---	70%	20%
Capacitores	---	45%	---

Outra inspiração foi a companhia Hewlett -Packard que adotou 10% a 20% dos máximos nominais para a maioria dos componentes ativos na série 1700 de osciloscópios de alta confiabilidade [C7]. Baird (1979) [C10], da Hewlett Packard sintetiza claramente o efeito de margens de segurança (superdimensionamento) e simplicidade na confiabilidade de equipamento eletrônico através de curvas experimentais reproduzidos na Fig. C.2.

Fig. C.2. Comportamento da taxa de falhas de equipamento eletrônico (λ) em função de diversos fatores.

Fonte: Hewlett-Packard, 1973, Ref. C2.

A Ref. [C6] sugere que a tensão de pico inversa de diodos deva ficar abaixo de 50% do valor máximo nominal, o que também deve ser seguido apesar da dificuldade de especificar componentes que isso implica.

Para resistores a redução adotada foi para 75% da tensão máxima nominal para os componentes de alta tensão. Para baixa tensão é fácil implementar folga de tensão e de potência.

5. Seleção de Componentes

A seleção de componentes é bastante prejudicada no Brasil pelas limitações do mercado, principalmente em relação a componentes passivos. Em parte por essa razão foram

empregados extensivamente resistores de película de carbono nesse trabalho.

Um ponto importante no trabalho foi a escolha de um IGFET de potência por não apresentar ruptura secundária dentre outras vantagens, apesar de seu preço superior ao de um BJT.

6. Comentários Adicionais

Realçar confiabilidade em projeto é uma filosofia altamente positiva e sempre recomendável como demonstrou uma análise de falhas do equipamento eletrônico de naves espaciais americanas [C8]. Metade das falhas analisadas não puderam ter sua causa determinada, mas 42% das restantes ocorreram devido a erros de projeto.

Mesmo o melhor dos projetos contudo, deve ser seguido por medidas práticas na fase de implementação física. Para esse trabalho resistores críticos tiveram que ser selecionados, parametricamente, um detalhe que o autor faz questão de ressaltar. A esse respeito duas referências são recomendáveis: Stanley, (1970) [228] por discutir aspectos frequentemente negligenciados nos resistores (ver também Apêndice A) e Peek, (1978) [C9] por dar uma idéia clara da metodologia empregada para realçar confiabilidade em protótipo numa indústria de osciloscópios.

REFERÊNCIAS C

- [C1] - Iranian Rescue Mission - Defense Department Issues Detailed Analysis. Aviation Week & Space Technology. New York. 112 (20): 91-4, May 19, 1980.
- [C2] - CORTRIGHT, E.M.(ed.) - Apollo Expeditions to the Moon. Washington, NASA, 1975. 313 p. (pg 250).
- [C3] - JURGEN, R.K. - What Users Like and Dislike; Need and Can't Get. IEEE Spectrum, New York. 11(11): 69-72, November 1974.
- [C4] - ARSENAULT, J.E. & ROBERTS, J.A. - Reliability and Maintainability of Electronic Systems. Rockville, MD, EUA, Computer Science Press. 1980, 584 p.
- [C5] - SHAW, B.W. & MONTEITH JR., D.O. - Design of Switching Power Supplies for Improved Reliability and Maintainability. IEEE 1979 Power Electronics Specialists Conference Record. San Diego, CA, EUA, June 18-22, 1979. pp 374-8.
- [C6] - 73 MAGAZINE (editores) - The Power Supply Handbook. Blue Ridge Summit, PA, EUA. TAB. 1979. 420 p.
- [C7] - HEWLETT-PACKARD, Palo Alto, CA, EUA - 1700 Series Portable Oscilloscopes. Palo Alto, HP, 1972. 23 p.
(Publicação nº 5952-1891)
- [C8] - PEEK, W. - Reliability - The Continuing Challenge. Tekscope, Beaverton, OR, EUA. 10 (4): 10-15, Nov.

1978.

[C9] - WILLIAMS, W.C. - Reliability - Lessons from NASA .
IEEE Spectrum, New York. 18(10): 79-84, October
1981.

[C10] - BAIRD, P. - Electronic Equipment Reliability.
Hewlett-Packard Journal, Palo Alto, CA, EUA. 30 (1)
: 27-8, January 1979.

APÊNDICE D

Tolerância da Tensão da Rede

Na impossibilidade de obter dados precisos e atualizados sobre as variações em torno do valor nominal da tensão da rede no Brasil, um estudo da literatura a respeito foi levado a efeito dada a importância fundamental desse problema para fontes de alimentação de qualquer espécie. Para MAT a importância é maior ainda já que a diferença entre os valores máximo e mínimo cresce em valor absoluto proporcionalmente ao valor médio, impondo pesadas restrições aos componentes ativos.

É comum em projetos eletrônicos menos exigentes supor que a tensão da rede tem uma tolerância de + 5% e -10% sobre o valor nominal eg. [50]. Na verdade, essa tolerância pode ser bem maior dependendo da situação. Sobre-tensões geralmente são controladas com bastante atenção (compreensivelmente), mas subtensões podem atingir níveis absurdos. Mesmo as melhores redes estão sujeitas a transitórios devido a falhas nas cargas, surtos devido a raios, surtos de operação, etc., o que levou, na década de 70, a inúmeras análises objetivando melhorar os projetos de fontes para computadores e outros equipamentos críticos. Helmick (1973) [79] afirma que é impossível para redes comerciais for-

necer tensão com uma tolerância melhor que $+ 10\% - 8\%$. Sur-
tos observados nos Estados Unidos [112] revela-
ram tensões de pico de 300 V a 600 V com duração típica de
aproximadamente 30 ms, podendo atingir uns 80 ms e até
2000 V com menor frequência. Essas anomalias podem afetar
equipamento com TRC [191]. Decréscimos momentâneos da
tensão podem ocorrer em certas instalações [50]
tipicamente 10 vezes por hora com duração de 160 ms a 670 ms.

Nos EUA há normas da ANSI restringindo as tensões
de utilização (na tomada) a uma tolerância aproximada de
 $+ 4\%, -8\%$, [50], [140] de manei-
ra semelhante às normas em outros países, incluindo o
Brasil. Apesar das normas não pode haver controle sobre o
que acontece do quadro até a carga, de tal forma que as nor-
mas são regularmente violadas.

Tucker (1977) sugere que usuários no final de
uma linha de distribuição podem observar mínimos de 3% a
11% do valor nominal [209].

Levando em conta todos esses dados, parece razoá-
vel supor para projeto $+ 10\%$ e $- 12\%$ como limites sobre o
valor nominal da tensão da rede. Isso está bem próximo do
que alguns autores empregaram em projetos de reguladores eg.
[68], [96] e deve ser próximo do real no Brasil.

APÊNDICE E

Síntese das Principais Vantagens e Desvantagens das Arquiteturas Analisadas

Fonte Sem Regulação

Vantagens:- Vantagens consequentes da simplicidade

Desvantagens:- Tensão excessiva no transformador

- Capacitores excessivamente grandes para filtrar em baixa frequência
- Flutuação de baixa frequência da u_o de não filtradas.

Fonte Com Regulador Série

Vantagens:- Vantagens consequentes da simplicidade de

- Flutuação da rede sob controle.

Desvantagens:- Tensão excessiva nos terminais do elemento de passagem.

Fonte Com Regulador Paralelo

Vantagens:- Relativa simplicidade

- Flutuações da rede são atenuadas
- Não há elemento ativo de passagem sujeito a alta tensão.

Desvantagens:- Capacitores excessivamente grandes para filtrar baixas frequências

- Número elevado de componentes (Zeners)

- Tolerância alta na tensão nominal
- Sensibilidade à temperatura
- Perda severa de potência no resistor em série.

Ponte Com Regulação Ferromressonante

Vantagens:- Simplicidade

- Absorve sobretensões da rede
- Alta eficiência.

Desvantagens:- Baixa capacidade volumétrica de potência

- Necessita de um transformador especial
- Resposta lenta a transientes
- Não opera em qualquer (alta) frequência com conseqüências para a filtragem.

Ponte Com Regulação de Fase Controlada

Vantagens:- Alta eficiência

- Pode atingir as mais altas potências
- Confiabilidade (controvérsia).

Desvantagens:- Emprega componentes sujeitos a falhas (tiristores)

- Gera interferência eletromagnética
- A filtragem deve ser mais rigorosa
- Necessita um circuito auxiliar para comandar os tiristores
- A resposta a transientes é pobre.

Conversor Clássico

Vantagens:- Alto rendimento

- Operam a alta frequência e o zumbido -
pode ser filtrado com capacitores rea-
listicos
- Alta capacidade volumétrica de potên-
cia.

Desvantagens:- Os componentes ativos ficam sujei-
tos a fadiga

- Geração de interferência eletro-
magnética
- Transformador com múltiplos enrola-
mentos
- Sujeito a instabilidade destrutiva
- Confiabilidade (controvérsia).

Ponte Chaveada

Vantagens:- Alto rendimento

- Operam a alta frequência permitindo co-
pacitores realísticos para zumbido.
- Alta capacidade volumétrica de potên-
cia.

Desvantagens:- Os componentes ativos ficam sujei-
tos a fadiga

- Geração de interferência eletro-
magnética
- O transformador deve ser projetado-
com cuidado

- Sujeita a instabilidade destrutiva
- Necessita de um circuito auxiliar para modular o chaveamento
- Confiabilidade (controvérsia)
- Resposta lenta a transientes.

Regulador Com Oscilador Harmônico

Vantagens:- Opera em alta frequência simplificando a filtragem do zumbido

- Pouca interferência eletromagnética
- Mais simples que as arquiteturas chaveadas
- O elemento ativo não fica sujeito a fadiga.

Desvantagens:- Baixo rendimento

- Pode haver instabilidade em classe C
- Mais complexo que um regulador série.

Regulador Mist o de Anton

Vantagens:- Bom rendimento

- Boa regulação.

Desvantagens:- Complexo demais

- Desvantagens de chaveamento em termos de IDN
- Desvantagens de um regulador série para M.P.

Regulador Misto de Omer

Vantagens:- Vantagens de um regulador série quanto à regulação

- Opera em alta frequência simplificando o problema do zumbido
- Alto rendimento.

Desvantagens:- Desvantagens de um chaveamento em termos de LEM

- Arquitetura mais complexa que um conversor clássico
- Componente de passagem sujeito às mesmas limitações que no regulador-série devido as altas tensões.

Fonte Tipo Reboque

Vantagens:- Emprega componentes ativos mais simples para MAT

- Desempenho de um regulador linear em termos de regulação e resposta a transientes.

Desvantagens:- Muito complexa.

Fonte Série-Paralelo

Vantagens:- As vantagens de ambos, o regulador série e o regulador paralelo.

Desvantagens:- Complexa

- As desvantagens do regulador série e do regulador paralelo.

Ponte Com Sinal Partilhado

Vantagens:- Estrutura relativamente simples.

Desvantagens:- Só pode ser malha aberta; consequentemente a regulação é pobre

- Tende a produzir interferência
- Confiabilidade duvidosa.

Ponte Com Conversão Paramétrica

Vantagens:- Boa regulação de carga

- Pouco ruído.

Desvantagens:- Drena muita corrente mesmo sem carga

- Exige um transformador especial
- Não opera em qualquer frequência
- Resposta lenta a transientes
- Baixa capacidade volumétrica de potência.

Ponte Com Gerador de Marx

Vantagens:- Possibilidade de alta integração (no futuro)

- Capacitores e componentes ativos trabalhando em baixa tensão
- Não necessita de transformador
- Peso e volume extremamente baixos.

Desvantagens:- Componentes sujeitos a fadiga

- Excesso de espúrios gerados
- Filtragem mais difícil

- Muitos componentes ativos
- Necessita de circuito auxiliar para o chaveamento
- Resposta a transientes duvidosa.

Ponte com Oscilador Multifase

Vantagens:- Zumbido minimizado antes da filtragem

- Permite as vantagens de um regulador linear (ég. série).

Desvantagens:- Oscilador complexo

- Transformador complexo
- Retificador complexo.

APÊNDICE F

A Configuração do Multiplicador
de Tensão

Com o número de estágios ($n=6$) e o tipo de multiplicador já estabelecidos (cf. Fig. 4.12), o objetivo neste apêndice é determinar a melhor tensão de pico para a saída do transformador, bem como as características dos díodos e dos capacitores. Para isso parte-se da expressão de Secker [171] para a tensão DC de saída de um multiplicador:

$$V_{DC} = n \eta V_0 - \left(\frac{n^3}{12} + \frac{3n^2}{16} \right) \frac{I_{DC}}{f C} \quad (F.1)$$

É útil observar que Lin & Chua [107], Ruitberg 166 e Brugler [22] apresentam expressões análogas.

Na expressão de Secker é a eficiência de conversão, um parâmetro que pode facilmente chegar a 99% cf. [171], mas para deixar uma margem de segurança consideraremos aqui um valor de 90%. Introduzindo os seguintes valores já determinados

$$n = 6$$

$$\eta = 0,90$$

$$f = 35 \text{ kHz}$$

$$I_{dc} = 258,5 \text{ A}$$

$$V_{dc} = 2000 \text{ V}$$

Podemos escrever a tensão de pico do transformador em função de C , a capacitância dos ramos do multiplicador:

$$V_o = 370,37 + 1,828 \cdot 10^{-7} / C \quad (\text{F.2})$$

Limitando-se V_o a 400 V, automaticamente limita-se a capacitância C a valores superiores a 6169,42 pF. Considerando uma tolerância de 20% sobre o valor nominal, este não poderá ser inferior a 7711,775 pF:

$$C(\text{nom}) \geq 6169,42 \text{ pF} - 20\%$$

$$\geq \frac{6169,42 \text{ pF}}{0,80}$$

$$C(\text{nom}) \geq 7711,775 \text{ pF} \quad (\text{F.3})$$

Apesar de que valores altos para C aproximem mais o multiplicador do ideal, não podemos subir muito porque a corrente de pico repetitiva nos diodos pode tornar-se into-

lerável, além disso, como mostra a Fig. F1, a partir de um certo valor de C , a tensão V_0 permanece essencialmente inalterada. Também por razões práticas de obtenção dos capacitores é preferível adotar o menor valor possível para C .

Fig. F.1. Comportamento da Tensão de Entrada Mínima no MCW em Função da Capacitância.

O primeiro valor padronizado acima de 7711,775 pF é 8200 pF, mas este valor não faz parte da série IEC E6 que deve ser preferencial. Em vista disso e atendo-se à série E6, o valor adotado para C é 10000 pF que é o primeiro nesta série, acima de 7711,775 pF.

O fator de trabalho para a tensão contínua sobre os capacitores deve ser 50% exceto para eletrolíticos de alumínio, de acordo com o MIL HDBK 217. Como os capacitores do MCW são carregados com aproximadamente $2V_0$, no pior caso devem suportar $2 \times 400 = 1600$ V, para a máxima confiabilidade. Com isso os capacitores ficam especificados como 10000 pF, 1600 V. Uma inspeção do catálogo de um dos fabricantes mais importantes [152] revela que só capacitores de película de policarbonato metalizado preenchem esses requisitos (eg. Philips 2222341 81102). Capacitores de película de polipropileno podem suportar até 1500 V e são recomendados para esse tipo de aplicação, contudo o valor mínimo disponível é 22000 pF.

Com o valor da capacitância é possível determinar a corrente de pico repetitiva nos díodos (cf. 4.5.8)

$$I_{FRM} = \frac{1,1 \cdot I_A \cdot 2\pi}{\sqrt{\frac{4V_Z}{V_{DC}}}} \quad (F.4)$$

$$I_{FRM} = 103,52 \text{ mA} \quad (F.5)$$

Da mesma forma que os capacitores a tensão reversa de pico repetitiva é o dobro de V_0 e no pior caso vale 800 V. Considerando os fatores de trabalho para díodos (MIL HDBK 217) de 30% para I_{FRM} e 50% para V_{RRM} , devemos empregar díodos com as seguintes características

$$I_{FRM} \geq 345,07 \text{ mA} \quad (F.6)$$

$$V_{RRM} \geq 1600 \text{ V} \quad (F.7)$$

Uma inspeção dos componentes de larga disponibilidade no Brasil. [154] mostrou ser o díodo BYX 10 de $I_{FRM} = 3A$ e $V_{RRM} = 1600 \text{ V}$ praticamente a escolha ótima. O BYX 10 é produzido por vários fabricantes europeus com pelo menos um equivalente americano, o MR1-1600 da Motorola. O BYX10 é em princípio um díodo para multiplicadores de tensão operando em alta frequência em televisores, daí sua relativa popularidade. Também é recomendado para osciloscópios como o fazem Bocking & Urry [. 20] que sugerem um multiplicador extremamente semelhante ao deste trabalho. Uma versão mais antiga do BYX10 é o BY184 que o autor empregou.

Finalmente, com os capacitores especificados, determina-se automaticamente o valor de pico nominal da tensão na entrada do MCW:

$$V_0 = 370,37 - 1,828 \cdot 10^{-7} / C \quad (F.2)$$

$$V_0 = 388,65 \text{ V} \quad (F.8)$$

Resumindo, as características do multiplicador são as seguintes:

Díodos - 6X DYX10 (1600V, 3A)

Capacitores - 6X 10000 pF (1600V)

Tensão de Entrada - 2K 388,65 V_{pp}, 35 kHz

Tensão de Saída - 2000 V_{dc}

Zumbido - < 600 mV_{pp}

Carga - < 260 μ A DC

Observação: Como os testes realizados foram com uma carga (TRC) simulada, não foi necessário inverter a tensão na saída do multiplicador. No caso de um TRC isso é necessário, como ilustra a Fig. 3.1, mas é facilmente implementado invertendo-se a polaridade do divisor do multiplicador (Fig. 4.12). Essa inversão permite uma tensão média nula na entrada do amplificador de erro, exigindo leves modificações neste.

APÊNDICE G

Teorema da Bifurcação de Hopf
no Domínio do Tempo em $\mathbb{R}^n$ [120]

Somente o enunciado é apresentado aqui por razões óbvias. A demonstração de Nees & Chua é excelente e enriquecida com exemplos. O livro de Marsden e McCracken [111] vale a pena dentre outras razões porque inclui uma tradução do trabalho original de Hopf.

Teorema:

Seja $\dot{x} = f(x, \mu)$ um sistema de ordem n ($n \geq 2$) parametrizado por $\mu \in \mathbb{R}$ e C^4 conjuntamente em $\mu \in \mathbb{R}$ e $x \in \mathbb{R}^n$. Seja $f(\bar{x}(\mu); \mu) = 0$ para um ponto de equilíbrio localmente único $\bar{x}(\mu)$ e seja $J(\mu)$ a matriz Jacobiana de f calculada em $\bar{x}(\mu)$.

Suponhamos que:

- 1) $J(\mu)$ tem um par de autovalores simples complexos conjugados $\lambda(\mu) = \alpha(\mu) + i\omega(\mu)$ e $\bar{\lambda}(\mu) = \alpha(\mu) - i\omega(\mu)$ onde $\alpha(\mu) = 0$ em $\mu = \mu_0$ e $\alpha'(\mu_0) > 0$.
- 2) Qualquer outro autovalor $\nu(\mu)$ de $J(\mu)$ satisfaz $\operatorname{Re} \nu(\mu_0) \neq 0$.
- 3) $\tau_0 \neq 0$, onde τ_0 é definida abaixo. Então existe uma vizinhança aberta $\mathcal{N}$ de x_0 e para todo $\mu \in \mathcal{N}$ existe uma vizinhança aberta $\mathcal{O}$ de $\bar{x}(\mu)$ de raio $\epsilon = o(|\alpha(\mu)|^{1/2})$ tal que as

as seguintes afirmações são válidas:

a) Se $\alpha(\mu)\sigma_0 < 0$, existe uma única órbita periódica em $\mathcal{O}$. Para μ suficientemente próximo de μ_0 , a forma de onda no tempo correspondente a essa órbita periódica é quase senoidal, com frequência $\omega(\mu_0)/2\pi + o(|\alpha(\mu)|)$ e uma amplitude que cresce na mesma proporção que $\sqrt{|\mu - \mu_0|}$.

b) Se $\sigma_0 < 0$ e $\operatorname{Re} \lambda(\mu_0) < 0$ para todos os autovalores λ diferentes de $\lambda(\mu_0)$ e $\bar{\lambda}(\mu_0)$, então essa órbita periódica é atratora.

c) Se $\sigma_0 > 0$ e $\operatorname{Re} \lambda(\mu_0) > 0$ para todos os autovalores λ diferentes de $\lambda(\mu_0)$ e $\bar{\lambda}(\mu_0)$, então essa órbita periódica é repulsora.

Para $n=2$ σ_0 é definido da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \frac{1}{6}\sigma_0 = & \frac{1}{\omega_0} \left\{ \tilde{f}_{11}^1 (\tilde{f}_{11}^2 - \tilde{f}_{12}^1) + \tilde{f}_{12}^2 (\tilde{f}_{12}^2 - \tilde{f}_{12}^1) + \right. \\ & \left. + (\tilde{f}_{11}^2 \tilde{f}_{12}^2 - \tilde{f}_{12}^1 \tilde{f}_{12}^1) \right\} + (\tilde{f}_{111}^1 + \tilde{f}_{112}^1 + \tilde{f}_{112}^2 + \tilde{f}_{122}^2) \end{aligned}$$

$$\text{onde } \tilde{f}_{pq}^i \triangleq \frac{\partial^2 \tilde{f}_i}{\partial x_p \partial x_q} \Big|_{x=0}, \quad \tilde{f}_{pqr}^i \triangleq \frac{\partial^3 \tilde{f}_i}{\partial x_p \partial x_q \partial x_r} \Big|_{x=0}$$

$$\text{e } \omega_0 = \operatorname{Im} \lambda_{1,2}(\mu_0)$$

Para $n > 2$ cf. [120.]

REFERENCIAS

- [1]- ADDIS, J. - Design and Process Inovation Converge in 1-GHz Oscilloscope. Electronics, New York, EUA, 52(13): 131-8, June 21, 1979.
- [2]- ADVANCE INSTRUMENTS, Hainault, Essex, Inglaterra - OS 1000A General Purpose Oscilloscope Instruction Manual. Hainault, Essex, Inglaterra, Advance Instruments, 1974. (Publicação 32379).
- [3]- ADVANCE INSTRUMENTS, Hainault, Essex, Inglaterra - OS 240 10 MHz Dual Trace Oscilloscope Instruction Manual. Hainault, Essex, Inglaterra, Advance Instruments, 1975. (Publicação 34628).
- [4]- ADVANCE INSTRUMENTS, Hainault, Essex, Inglaterra - Could Advance Dual Trace Oscilloscope OS3000 Instruction Manual. Hainault, Essex, Inglaterra, Advance Instruments, /s.d./. (Publicação WL 1250875).
- [5]- ALBERKRACK, J. & SCOTT, B. - Scaling Down PWM Chip Suits Low-Power Switchers. Electronic Design, Rochelle Park, NJ, EUA, 30(14): 175-9, July 8, 1982.
- [6]- ALMEIDA, JR. - Circuitos de Varredura e Fontes de Alimentação. Rio de Janeiro, Antena, 1976.
- [7]- ALLEN, D. - A Hand-held DMMiniscope. Tekscope, Beaverton, OR, EUA, 6(1):3-6, Mar/Apr 1965.
- [8]- ARTHUR, K. - Power Supply Circuits. Beaverton, OR, EUA, Tektronix Inc., 1968. 155p. (Série Circuit Concepts, nº

- 062-0888-01).

- [9]- ASTON, R. - A Novel Approach to Power Supply Design. Wireless World, Londres. 79 (1451): 243-5, May 1973.
- [10]- ATHERTON, D.P. & DORRAH, H.T. - A Survey on Nonlinear Oscillations. International Journal of Control, Londres, 31(6): 1041-105, June 1980.
- [11]- ATHERTON, D.P. - Stability of Nonlinear Systems. New York, Research Studies Press, 1981. 231 p.
- [12]- BABDS, R.S. - Precise Constant Current Source for B2V10, 1N821 and B2X90 Series Voltage Reference Diodes. Mullard Technical Communications, Londres, Inglaterra, 12(118): 234-9, April 1973.
- [13]- BARNES, D. - Power Supply ICs Gain in Functions, Programmability. Electronic Design, Rochelle Park, NJ, EUA. 30(14):69-80, July 8, 1982.
- [14]- BARROW, C. - Cores for Switched-Mode Power Supply Transformers. Mullard Technical Communications, Londres, 13(170): 170-7, October 1974.
- [15]- BEDFORD, B.D. & HOFF, R.G. - Principles of Inverter Circuits. New York, John Wiley, 1964. 413 p.
- [16]- BELL, N.W. - A 1500-Volt, Center-Tapped Regulated Power Supply. IRE Transactions on Instrumentation, New York, I-9(3): 334-6, December 1960.
- [17]- BIRD, I.G. - A Precision Regulator for DC Proportional High-Voltage Power Supplies. Journal of Physics E:

- Scientific Instruments, Londres, 15(12): 1295-6, December 1982.
- [18]- BLAQUIÈRE, A. - Nonlinear Systems Analysis. New York , Academic Press. 1966.
- [19]- BLATTNER, D.J. - Power Supply Choice Looms Large in Sophisticated Designs, Electronics, New York, 49(21) : 107-14, October 14, 1976.
- [20]- BOCKING, C.R. & URRY, K.E. - Oscilloscope Circuit Using Brimar 10cm X 6cm Rectangular Tube D13-47. Brims down Enfield, Middlesex, Inglaterra, Thorn Radio Valves and Tubes, 1972. 32 p. (Report L 144).
- [21]- BORG, H. et alii - The KeV Plasma Experiment on the GEOS-1 and GEOS-2 Satellites. Space Science Instrumentation, Doordrecht, Holanda, 5(1): 37-49, December 1979.
- [22]- DRUGLER, J.S. - Theoretical Performance of Voltage Multiplier Circuits. IEEE Journal of Solid-State Circuits, New York, SC-6(3): 132-5, June 1971.
- [23]- BUDZILOVICH, P.N. - Picking the Proper Power Supply. Electronics, New York. 54(12):106-52, June 16, 1981.
- [24]- BUGG, R.E.F. - Full-wave Thyristor Power Supply for Television Receivers. Mullard Technical Communications, Londres, 13(125): 198-207, January 1975.
- [25]- BURENS, J.H. - Switching Power Supplies: Specification Criteria, Computer Design, 16(3): 91-7, March

1977.

- [26]- BURIAN, Jr., Y. - Osciladores Eletrônicos. Rio de Janeiro, Almeida Neves, 1972. 198p.
- [27]- CAMPBELL, L.R. & WITTLINGER, H.A. - Some Applications of A Programmable Power Switch/Amplifier. RCA publication ICAN-6048. Somerville, NJ, EUA. 1972. 12p.
- [28]- CENTRO, S. & DE GIORGI, M. - DATEP : 120 Channel PM High-Voltage Regulator. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, Amsterdam, 202(3):439-43, November 15, 1982.
- [29]- CERAMAG - Stackpole Electronic Components Div., St.. Marys, Penn., EUA. Bulletin 59-103. Stackpole, St.. Marys, Penn. EUA. 1977.
- [30]- CHAPLIN, D. & URRY, K.E. - Oscilloscopes and Monitor Displays, 2nd ed.. Brimsdown Enfield, Middlesex, Inglaterra, Thorn Radio Valves and Tubes, 1978. 15p. (Report L150).
- [31]- CHESTNUTIS, G. - Low Cost, Medium Bandwidth Scopes Improve in Performance, Quality. EDN, Boston, MA, EUA, 27(16): 41-8, August 18, 1982.
- [32]- CHUA, L.O. & GREEN, D.N. - A Qualitative Analysis of Dynamic Networks: Stability of Autonomous Networks. IEEE Transactions on Circuits and Systems, New York, CAS-23(6): 355-79, June 1976.
- [33]- CLARKE, K.K. & HESS, D.T. - Communication Circuits :

- Analysis and Design. Reading, MA, EUA, Addison Wesley, 1971. 648p.
- [34]- COCKROFT, J.D. & WALTON, E.T. - Experiments with High Velocity Positive Ions: (1) Further Developments in the Method of Obtaining High Velocity Positive Ions. Proceedings of the Royal Society, Londres, 136A: 619, 1932.
- [35]- COLMAN, D. - Planar Technology for Improved Power Transistors, Texas Instruments Internal Paper, Texas Instruments Limited, Inglaterra, /s.d./ 19p.
- [36]- COLMAN, D. - Planar Technology for Improved Power Transistors. Texas Instruments Ltd., Inglaterra, c. 1980, 19p. (Comunicação interna).
- [37]- COOPER, R.D. - High Stability Adjustable EHT for Rocket Pay-Loads. Electronic Engineering, Londres, Inglaterra, p.17, May 1977. (Letter).
- [38]- COTTER, C. - Power Supplies for High-Voltage Applications. Electronic Engineering, Londres, Inglaterra, p.55,57, Mid April 1977. (Special Report).
- [39]- CUK, S. - General Topological Properties of Switching Structures. IEEE Power Electronics Specialists Conference, San Diego, CA, EUA, June 18-22, 1979. Conference Record, New York, IEEE. p.109-30, 1979.
- [40]- CZECH, J. - Técnicas de Medida con el Osciloscopio. Madri, Paraninfo, 1969.

- [41]- DARBIE, A. - Regulated DC Power Supplies. In:
COOMBS, JR., C.F. ed. - Basic Electronic Instrument
Handbook, New York, McGraw-Hill, 1972. Cap. 39, p.
1-31.
- [42]- D'ARSENAULT, J.E. & ROBERTS, J.A. - Reliability and
Maintainability of Electronic Systems, Rockville, MD,
EUA. Computer Science Press, 1980. 584p.
- [43]- DAVIS, H.T. - Introduction to Nonlinear Differential
and Integral Equations, New York, Dover, 1962. 566p.
- [44]- DELCO ELECTRONICS, Kokomo, Ind., EUA - Application
Note n° 45, Kokomo, Delco, c.1974.
- [45]- DENKER, J.B. & JOHNSON, D.A. - Hybrid Approach to
Regulation Solves Power-Supply Problems. Electronics,
New York, 46(16):91-4, August 2, 1973.
- [46]- DICKSON, J.F. - On-Chip High Voltage Generation in
MNOS Integrated Circuits Using an Improved Voltage
Multiplier Technique. IEEE Journal of Solid-State
Circuits, New York, EUA, SC-11(3):374-8, June 1976.
- [47]- WU, N. - What is Ahead in Power Supplies. Digital
Design, Boston, MA, EUA, 13(2):37-9, February
1983.
- [48]- DI FRANCESCO, M. - A High-Current Power Supply for
Systems That Use 5-Volt IC Logic Extensively,
Hewlett-Packard Journal, Palo Alto, CA, EUA, 26
(8):14-9, April 1975.

- [49]- DUDLEY, B. & PECK, R.D. - High Efficiency Modular Power Supplies Using Switching Regulators, Hewlett-Packard Journal, Palo Alto, CA, EUA, 25(4):15-9, December 1973.
- [50]- DUELL, A.W. & ROLAND, W.V. - Power Line Disturbances and Their Effect on Computer Design and Performance. Hewlett-Packard Journal, Palo Alto, CA, EUA, 32(8):25-32, August 1981.
- [51]- EBERT, J. & KAZIMIERCZUK, M. - Class E High-Efficiency Tuned Power Oscillator. IEEE Journal of Solid-State Circuits, New York, SC-16(2):62-6, April 1981.
- [52]- EKSTROM, P.A., CROSBY, D.A & MACADAM, K.A. - High Voltage Linear Pulse Amplifier. Review of Scientific Instruments, New York, 51(12): 1700-3, December 1980.
- [53]- ELECTRONICS, New York, 53(9):134-5, April 17, 1980.
- [54]- ELECTRONICS, 55(26):27, December 29, 1982. Anúncio da Caddock Electronics, Inc., Chicago, EUA.
- [55]- ENCYCLOPAEDIA BRITANNICA INC., Chicago, EUA - ENCYCLOPAEDIA Britannica, II:241-2 e 8:294. Chicago, EUA, Encyclopaedia Britannica, 1980.
- [56]- ENCYCLOPAEDIA BRITANNICA INC., Chicago, EUA - 1981 Year book of Science and The Future, p.363-4. Chicago, EUA, Encyclopaedia Britannica, 1981.
- [57]- ERICKSON, R.W. - Large Signals in Switching Converters. Tese de Doutorado, Instituto Tecnológico da Califórnia, 1981.

- nia, Pasadena, CA, EUA, 1983, 272p. Resumo In: Dissertation Abstracts International, 44(1):255-B, July 1983.
- [58]- EVANS, A.D. (editor) - Designing with Field-Effect Transistors. New York, McGraw-Hill, 1981. 293p.
- [59]- FELDMAN, L. - New Trends in HI-FI Electronics. Popular Electronics, New York, 8(6):49-51, December 1975.
- [60]- FUOSS, D. & VERMA, K. - A Fully Implanted V-Groove Power MOSFET. International Electron Devices Meeting, Washington, December 4-6, 1978.
- [61]- GABOR, D. - Innovaciones: Científicas, Tecnológicas, Sociales. Santiago, Chile, Universitária, 1973, 175p. (Tradução do original inglês da Oxford Univ. Press).
- [62]- GATES, T.W. & BALLARD, M.F. - Safe Operating Area for Power Transistors. Mullard Technical Communications, Londres, 13(122): 42-65, April 1964.
- [63]- GIACOLETTO, L.J. ed., 2ª ed. - Electronic Designer's Handbook. New York, McGraw-Hill, 1977.
- [64]- GIDL, G. & FRITZSCHE, W. - Kleinstoszillograf vor dem Auge tragbar, Elektronik, München, Rep. Fed. Alemã, (2): 64-5, Februar 1976.
- [65]- GOODENOUGH, F. - 50MHz Bipolar Transistor Challenges Power MOSFETs. Electronic Design, Rochelle Park, NJ, EUA, 30(19):231, September 16, 1982.
- [66]- GOODENOUGH, F. - Transistors and Thyristors Vie for Power Supremacy. Electronic Design, Rochelle Park, NJ,

EUA, 31(10): 133-44, May 12, 1983.

- [67]- GOTTLIEB, I.M. - Regulated Power Supplies. 3rd ed. Indianapolis, IN, EUA, H.W. Sams, 1981. 423p.
- [68]- GRANIERI, G.J. - AC Voltage Regulators Using Thyristors. In: RCA CORPORATION, Somerville, NJ, EUA - Thyristors, Rectifiers and Diacs, Somerville, NJ, EUA, RCA, 1972. (Publicação SSD-206A). p.423.
- [69]- GRAY, P.R. & MEYER, R.G. - Analysis and Design of Analog Integrated Circuits. New York, John Wiley, 1977 683p.
- [70]- GROSSMAN, M. - Focus on Laboratory Supplies: They Cope Well With All Loads. Electronic Design, Rochelle Park, NJ, EUA. 30(10):223-34, May, 1982.
- [71]- GROSSNER, N.R. - Transformer for Electronic Circuits. New York, McGraw-Hill, 1967. 321p.
- [72]- GUCHENHEIMER, J. - Dynamics of the Van der Pol Equation. IEEE Transactions on Circuits and Systems, New York, CAS-27(11):983-89. November 1980.
- [73]- GUIMARAES, L.M. - Análise Não Linear de Osciladores. Rio de Janeiro, Instituto Militar de Engenharia, 1976. 55p. (Dissertação de Mestrado).
- [74]- GYMA, D.N. et alii - Laboratory-Performance Autoranging Power Supplies Using Power MOSFET Technology. Hewlett-Packard Journal, Palo Alto, CA, EUA, 32(8) : 11-17, August 1981.

- [75]- HACKAM, R. & JOHNSTON, P. - Variable High Voltage DC Supply for the Channeltron Electron Multiplier. Journal of Physics E: Scientific Instruments, Londres, Inglaterra, 6(11): 1180-3, 1973.
- [76]- HARRISON, D.E. & MORATIS, C.J. - Ceramics, Glasses and Nicas. (Magnetic Ceramics). In: HARPER, C.A. ed. - Handbook of Materials and Processes for Electronics. New York, McGraw-Hill, 1970. Cap. 6, p.87-113.
- [77]- HAYDEN, J. & GIACOLETTO, L.J. - Power Supplies. In : GIACOLETTO, L.J. ed. 2^a ed. - Electronic Designer's Handbook. New York, McGraw-Hill, 1977. Cap.12.p.1-64.
- [78]- HEDENSTREIT, E. - Driving the GPMOS Field-Effect Transistor as a Fast Power Switch, Siemens Forsch.- u. Entwickl. - Ber., Berlin, 9(4):200-4, 1980.
- [79]- HELNICK, C.G. - Uninterruptible Power Supply Provide Insurance for Critical AC Loads. Westinghouse Engineer EUA, 33(6): 162-7, November 1973.
- [80]- HERRICK, C.N. - Instruments and Measurements for Electronics. New York, McGraw-Hill, 1972. 542p.
- [81]- HEWLETT-PACKARD, Berkeley Heights, NJ, EUA - DC Power Supply Hand-book. Berkeley Heights, NJ, EUA, Hewlett-Packard, 1970. 138p.
- [82]- HEWLETT-PACKARD COMPANY, Colorado Springs CO, EUA - Model 1217A/B Dual Trace Oscilloscope Operating and Service Manual. Colorado Springs, CO, EUA, Hewlett-

Packard, October 1971. (Publicação 01217-90901).

- [83]- HEWLETT-PACKARD COMPANY, Colorado Springs, CO, EUA -
Model 1707 B Oscilloscope Operating and Service Manual.
Colorado Springs, CO, EUA, Hewlett-Packard, April 1974.
(Publicação 01707-90916).
- [84]- HEWLETT-PACKARD COMPANY, Colorado Springs, CO, EUA -
Model 1220A Oscilloscope Operating and Service Manual.
Colorado Springs, CO, EUA, Hewlett-Packard, June 1976.
(Publicação 01220-90901).
- [85]- HEWLETT-PACKARD COMPANY, Colorado Springs, CO, EUA -
1740A Oscilloscope Operating and Service Manual. Colo-
rado Springs, CO, EUA, Hewlett-Packard, August 1976.
(Publicação 01740-90909).
- [86]- HEWLETT-PACKARD COMPANY, Colorado Springs, CO, EUA-
181A/AR Oscilloscope Operating and Service Manual. Co-
lorado Springs, CO, EUA, Hewlett-Packard, 1976. (Publi-
cação 00181-90916).
- [87]- HEWLETT-PACKARD COMPANY, Colorado Springs, CO, EUA-
8565A Spectrum-Analyser Operating and Service Manual.
Colorado Springs, CO, EUA, Hewlett-Packard, 1977.
- [88]- HEWLETT-PACKARD COMPANY, Colorado Springs, CO, EUA-
1741A Oscilloscope Operating and Service Manual. Colo-
rado Springs, CO, EUA, Hewlett-Packard, 1980. (Publica-
ção 01741-90915).
- [89]- BETTERSCHIED, W. - Base Circuit Design for High Volta-

ge Switching Transistors in Power Converters. Mullard Technical Communications, Londres, 13(124):157 - 69, October 1974.

- [90]- HNATEK, E.R. - Design of Solid-State Power Supplies. New York, Van Nostrand, 1981. 621p.
- [91]- HNATEK, E.R. - Switching Power Supplies: Design Considerations, Computer Design, Winchester, MA, EUA, 16 (2): 89-94, February 1977.
- [92]- HOLLAND, B. & PIPPENGER, D. - Single -Chip Linear Regulator Handles 125-VI/O Differential. Electronic Design, Rochelle Park, NJ, EUA, 29(19):129-33, September 17, 1981.
- [93]- HOPPE DE SOUZA, H. - Fonte de Alta Tensão - 2500V, 4 mA. São Paulo, Instituto de Energia Atômica, 1977. 11 p. (Publicação IEA 59, CPIO-AIE 2).
- [94]- JANSSON, L.E. - A Survey of Converter Circuits for Switching-Mode Power Supplies. Mullard Technical Communications, Londres. 12(119):271-8, July 1978.
- [95]- KAPLAN, B.Z. - A Newer Class of Precise Oscillator Modes. Journal of the Franklin Institute, Philadelphia, PA, EUA, 311(5):299-309, May 1981.
- [96]- KEDNEY, C.G. & MCWHORTER, M. - A Highly Efficient Inductorless Voltage Regulator. IEEE Journal of Solid-State Circuits, New York, SC-4(4): 192-5, August 1969.

- [97]- KING, R.J. & STUART, T.A. - Transformer Induced Instability of The Series Resonant Converter. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, New York, AES-19(3):474-82, May 1983.
- [98]- KONRATH, J. - MOSFET Pairs Simplify Audio-Amplifier Design. Electronic Design, Rochelle Park, NJ, EUA, 28(16): 75-87, August 2, 1980.
- [99]- KONTOROVICH, M. - Nonlinear Oscillations in Radio Engineering. Moscou, 1976. 324p. (Revisado da edição - em russo de 1973).
- [100]- KOPCHENOVA, N.V. & MARON, I.A. - Computational Mathematics. Moscou, Mir, 1975. 395p.
- [101]- KOVÁCS, F. - High-Frequency Application of Semiconductor Devices. Amsterdam, Elsevier. 1981. 391p.
- [102]- KRAUSS, H.L. et alii - Solid State Radio Engineering. New York, John Wiley, 1980. 534p.
- [103]- LABO, São Paulo. Manual do Osciloscópio LABO 1315. São Paulo, LABO, c.1974.
- [104]- LANDEE, R.W. et alii - Electronic Designers' Handbook. New York, McGraw-Hill, 1957.
- [105]- LANE, W.A. & SALAMA, C.A.T. - Epitaxial VVMOS Power Transistors. IEEE Trans. Electron Devices, New York, ED-27(2): 349-55, February 1980.
- [106]- LEADER ELECTRONICS CORP., Yokohama, Japão - Model LBC-505 Dual Trace/Dual Channel Oscilloscope/ Vectorscope

Operating Instructions and Service Manual. Yokohama, Japão, Leader Electronics, /s.d./. (Publicação 75041.5K).

- [107]- LIN, P.M. & CHUA, L.O. - Topological Generation and Analysis of Voltage Multiplier Circuits. IEEE Trans. Circuits and Systems, New York, EUA, CAS-24(10): 517-30, October 1977.
- [108]- LITTLE, C.M.J. - A 50 MHz Oscilloscope. Wireless World, Londres, Inglaterra, 81(1474): 319-22, July 1975. (Parte 3).
- [109]- LONDON, E. - Practical Transformer Design Handbook. Indianapolis, IN, EUA, H.W. Sams, 240p.
- [110]- MALHI, S.D.S. et alii - V-Groove Isolated B.I.F.E.T. Technology for Micropower I.C.s. IEE Proceedings, 127I(4): 169-75, August 1980.
- [111]- MARSUEN, J.B. & McCRACKEN, M. - The Hopf Bifurcation and Its Applications, New York, Springer, 1976. 408p.
- [112]- MARTZLOFF, F.D. & HAHN, G.J. - Surge Voltages in Residential and Industrial Power Circuits. IEEE Trans. - Power Apparatus and Systems, New York, PAS-89(6):1049-56, July/August 1970.
- [113]- MASS, B.J. - FETs de Potência - A História por Trás dos Bastidores. (a ser publicado).
- [114]- MASS, B.J. - A Equação de Van der Pol. Em Preparo (1984).
- [115]- MASS, B.J. - Alguns Modelos Empíricos para a Caracte-

rística de Transferência Estática de Transistores de Potência VMOS. Congresso da ABUNESP. Guaratinguetá, SP, 1981. (Resumo).

- [116]- MCCURDY, E. - The Shrinking Power Supply. Optical Spectra, Pittsfield, MA, EUA, 14(10):49-54, October 1980.
- [117]- MCDERMOTT, J. - Focus on Adhesives And Coatings, Electronic Design, Rochelle Park, NJ, EUA, 24(23):40- 7, November 8, 1976.
- [118]- MCLEOD, J. - The Future for Switchers: Optimum Designs, 500 KHz Supplies. Electronic Design, Rochelle Park, NJ, EUA, 27(23): 26-9, November 8, 1979.
- [119]- MCLYMAN, Wm. T. - Transformer and Inductor Design Handbook. New York, Marcel Dekker, 1978. 428p.
- [120]- MEES, A.I. & CHUA, L.O. - The Hopf Bifurcation Theorem and Its Applications to Nonlinear Oscillations in Circuits and Systems. IEEE Trans. Circuits and Systems, New York, EUA, CAS-26(4):235-54, April 1979.
- [121]- MERRET, J. - Summary of Factors Affecting Power Supply Choice and Design, Mullard Technical Communications, Londres, 13(124):153-6, October 1974.
- [122]- NESSER, L.A. & SAWYER, N.J. - Control EMI from Power Supplies. Electronic Design, Rochelle Park, NJ, EUA, 26(4): 84-91, February 15, 1978.

- [123]- MILLMAN, J. & HALKIAS, C.C. - Integrated Electronics. New York, McGraw-Hill, 1972. 911p.
- [124]- MILLMAN, J. & TAUB, H. - Pulse, Digital, and Switching Waveforms. New York, McGraw-Hill, 1965. 958p.
- [125]- MINGS, J.D. & SCHWARTZ, J. - Maximizing the Performance of Power-Converter Drivers. Electronic Design, Rochelle Park, NJ, EUA, 30(14):183-7, July 8, 1982.
- [126]- MINORSKY, N. - Nonlinear Oscillations. New York, EUA, Robert E. Krieger, 1974. 714p. (Reedição do original de 1962).
- [127]- NISKIS, A.D. - Advanced Mathematics for Engineers. Moscou, Mir, 1975. 794p.
- [128]- MITCHEL, W.T. - FCC, VDE Impose Tight Conducted RFI/EMI Specs. Electronic Design, Rochelle Park, NJ, EUA, 30(26): 141-5, December 23, 1982.
- [129]- MOK, T.D. & SALAMA, C.A. - The Characteristics and Applications of a V-Shaped Notched-Channel Field-Effect Transistor (VFET). Solid-State Electronics, Londres, 19(): 159-66, 1976.
- [130]- MOLONEY, D. - Random HV Fuse Blowing in 1740A, 1742A and 1743A 100 MHz Oscilloscopes. HP Bench Briefs, Palo Alto, CA, EUA, 22(5):1, Nov/Dec. 1982.
- [131]- MORRISON, R. - Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation, New York, John Wiley, 1967.
- [132]- MOTOROLA, INC., Phoenix, AZ, EUA - Motorola Rectifi-

ers and Zener Diodes Data Book, Phoenix, Motorola Tech Inf. Center, 1982.

- [133]- MULLER, R.S. & KAMINS, T.I. - Device Electronics for Integrated Circuits. New York, Wiley, 1977. 404p.
- [134]- MYERS, R. & PECK, R.D. - 200 MHz Power FET Technology - in New Modular Power Supplies. Hewlett-Packard Journal, Palo Alto, CA, EUA, 32(8): 3-10, August 1981.
- [135]- NATIONAL SEMICONDUCTOR CORP. - Linear Applications - (Vol.1), Santa Clara, CA, EUA, National Semiconductor Corp., 1976.
- [136]- NELSON, R. - Power Sources. EDN, Boston, 27(14): 184 - 94, July 16, 1982.
- [137]- NETUSHIL, A. ed. - Theory of Automatic Control, Moscow, Mir, 1978. 895p. (Revisado da edição em russo, de 1976).
- [138]- OGATA, K. - Modern Control Engineering. Englewood Cliffs NJ, EUA, Prentice-Hall, 1970.
- [139]- OLIVER, B.M. & CAGE, J.M. - Electronic Measurements and Instrumentation. New York, McGraw-Hill, 1971. 729p.
- [140]- OLIVIERO, L.M. & BLEIWEIS, J. - Power Distribution. In: FINK, D.G. & CARROLL, J.M. eds. - Standard Handbook for Electrical Engineers. 10th ed. New York, McGraw-Hill, 1969. p.16-2.
- [141]- OXNER, E. - A New Technology: Application of V MOS Power FETs for High-Frequency Communications. In: Sili

- conix Inc., Santa Clara, CA, EUA - VMOS Power FETs Design Catalog, Siliconix, Santa Clara, CA, EUA, 1979.
- [142]- OXNER, E. - Meet the Power - MOSFET Model. In: SILICONIX INC., Santa Clara, CA, EUA - MOSPOWER DESIGN CATALOG, Santa Clara, CA, EUA, Siliconix, 1983, pp.5-63 - 5-66. (Nota de Aplicação AN80-2).
- [143]- OXNER, E. - MOSPOWER Semiconductor. In: SILICONIX INC., Santa Clara, CA, EUA - MOSPOWER Design Catalog, Santa Clara, CA, EUA, Siliconix, 1983, p.6-70 & 6-71.
- [144]- PARKER, M. - Controller IC Sacrifices Nothing to Improve Regulation. Electronic Design, Rochelle Park, NJ; EUA, 30(14): 163-170, July 8, 1982.
- [145]- PARTRIDGE, R.E. - Oscilloscope on a Chip, IEEE Journal of Solid-State Circuits, New York, SC-3(3): 312, September 1968.
- [146]- PHILIPS' GLOEIILAMPENFABRIEKEN, Eindhoven, Holanda - PM 3110 Dual-Trace Oscilloscope Manual. Eindhoven, Philips, Holanda, 1972.
- [147]- PHILIPS' GLOEIILAMPENFABRIEKEN, Eindhoven, Holanda- PM 3200 Portable Oscilloscope Manual. Eindhoven, Holanda, Philips, s.d.
- [148]- PHILIPS' GLOEIILAMPENFABRIEKEN, Eindhoven, Holanda- PM 3312 25 Dual-Channel Oscilloscope. Eindhoven, Holanda, Philips, 1980, 123p.
- [149]- PHILIPS' GLOEIILAMPENFABRIEKEN, Eindhoven, Holanda- Ca

- thode-Ray Tubes; Photo Tubes; Camera Tubes. Eindhoven, Holanda, Philips, 1972. (vol. ET5 6-72).
- [150]- PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN, Eindhoven, Holanda - Components and Materials Data Handbook, Part 2, Resistors and Capacitors. Eindhoven, Holanda, Philips, 1973.
- [151]- PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN, Eindhoven, Holanda - Soft Ferrites. Eindhoven, Holanda, Philips, 1975. (Publicação CM4a 04-75).
- [152]- PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN, Eindhoven, Holanda - Philips Data Handbook - Components and Materials, Part 2b, Eindhoven, Holanda, Philips, 1978. (Publicação 93 99 261 31401).
- [153]- PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN, Eindhoven, Holanda - Cathode-Ray Tubes Data Handbook. Eindhoven, Holanda, Philips, 1979. (vol. ET5a 10-79).
- [154]- PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN, Eindhoven, Holanda - Philips General Catalogue 1983. Eindhoven, Holanda, Philips, 1983. (Publicação 9398314 40011).
- [155]- PHILIPS IBRAPE, São Paulo, SP - Catálogo de Diodos. São Paulo, Philips IBRAPE, 1977.
- [156]- PIKOVSKY, A.S. & RABINOVICH, M.I. - Stochastic Oscillators. Physica 2D (1):8-24, 1981.
- [157]- POCHA, M.D. & DUTTON, R.W. - A Computer-Aided Design for High-Voltage Double Diffused MOS (DMOS) Transistors. IEEE Journal of Solid State Circuits, New York,

SC-11(5):718-26, October 1976.

- [158]- PULLEN, K.A. - On Some Reliability Implications of Electronic Circuit Design. IEEE Trans.on Reliability, New York, R-32(1):106-10, April 1983.
- [159]- REGINATO, L.L. & SMITH, B.H. - A 600-KV, 10mA DC Cockroft-Walton Rectifier Using Silicon Diodes at 100 kc. IEEE Trans. Nuclear Science, New York, EUA, NS-12(13):274-8, June 1965.
- [160]- RCA CORPORATION, Harrison, NJ, EUA - Power Circuits. Harrison, NJ, EUA, RCA, 1969. 443p. (Technical Series SP-51).
- [161]- RCA CORPORATION, Somerville, NJ, EUA - Power Transistors and Power Hybrid Circuits. Somerville, NJ, EUA, RCA, 1973. 728 p. (Publicação SSD-204A).
- [162]- RCA CORPORATION, Somerville, NJ, EUA - Power Transistors, Somerville, NJ, EUA, RCA, 1971. 95p. (Technical Series PM-81).
- [163]- RICHARDS, J.C.S. - Some Aspects of Transducer Immittance Measurement. Journal of Physics E: Scientific Instruments, Londres, 15(12):1251-6, December 1982.
- [164]- ROBERGE, J.K. - Operational Amplifiers: Theory and Practice. New York, John Wiley, 1975. 659p.
- [165]- ROSSEL, P. et alii - Static and high Frequency Modelling of Vertical Channel MOS Transistor (VMOS). Revue de Physique Appliquée, Paris, 13:591-6, Décembre 1978.

- [166] - RUITBERG, A.P. - Minus 35kV Space-Borne Instrument Power Supply. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, New York, AES-17(5): 651-5, September 1981.
- [167] - SALAMA, C.A.T. & OAKES, J.G. - Non planar Power Field Effect Transistors. IEEE Trans. on Electron Devices, New York, ED25(10):1222-8, October 1978.
- [168] - SANTONI, A. - Tektronix' DMM/Scope: A New Record in Portability. Electronics, New York, 48(4): 81-6, February 20, 1975.
- [169] - SCHILLING, D.L. & BELOVE, C. - Electronic Circuits, New York, McGraw-Hill, 1969. 671p.
- [170] - SCHWARTZ, R.J. - A Note on the Transfer Voltage Ratio of Resistive Networks with Passive Elements. Proceedings of the IEEE, New York, 43(11):1670, 1955.
- [171] - SECKER, P.E. - Miniaturized High-Voltage Power Supplies for Electrostatic Devices. IEEE Trans. Industry Applications, New York, EUA, IA-17(1):117-20, January/February 1981.
- [172] - SHAW, B.W. & MONTEITH, D.O. - Design of Switching Power Supplies for Improved Reliability and Maintainability. IEEE 1979 Power Electronics Specialists Conference Record, San Diego, CA, EUA. June 18-22, 1979. pp.374-8.
- [173] - SHIERS, G. - Ferdinand Braun and the Cathode Ray Tube, Scientific American, New York, 230(3):92-101, March,

1974.

- [174] - SHINNERS, S.M. - Modern Control System Theory and Application. 2^o ed. Reading, MA, EUA, Addison-Wesley, 1978. 544p.
- [175] - SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT, München, Rep.Fed. Alemã-
SIFERRIT and SIFURER Material. München, Rep. Fed. Ale
mã, Siemens, 1967/68.351p.
- [176] - SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT, München, Rep. Fed. Alemã-
SIFERRIT and SIFURER Material. Transformers. Electron
ic Circuit Blocks. München, Rep. Fed. Alemã, Siemens,
1967/68.368p.
- [177] - SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT, München, Rep. Fed. Alemã-
Ferrites Data Book 1982/83, München, Rep. Fed. Alemã,
Siemens, 1982. 503p.
- [178] - SILICONIX INC., Santa Clara, CA, EUA - MOSPOWER DE-
SIGN CATALOG, Santa Clara, CA, EUA. Siliconix, 1983.
- [179] - SILJAK, D.D. - Nonlinear Systems. New York, EUA, John
Wiley, 1968. 617p.
- [180] - SINGER, S. - Inductance-Less Up DC-DC Converter. IEEE
Journal of Solid-State Circuits, New York, SC-17(2) :
778-81, August 1982.
- [181] - SNELLING, E.C. - Ferrites for Linear Applications, I
& II, IEEE Spectrum, New York, 9(1):42-51, January-
1972 & 9(2):26-32, February 1972.
- [182] - SNELLING, E.C. - Soft Ferrites. Illifé, Londres, 1969.

390p.

- [183]- SOKAL, N.D. - Watch Out for Problems. Electronic Design, Rochelle Park, NJ, EUA, 22(1):144-5, January 4, 1974.
- [184]- SPRUIJT, H.J.M. & O'SULLIVAN, D.M. - EMC Criteria for a Regulated Bus. Proc. of the ECM Seminar, ESTEC, Noordwijk, Holanda, 24-26, maio de 1978. (Publicação SP-136 da ESA, de junho de 1978).
- [185]- STONE, R.T. & BERLIN, H.M. - Design of VMOS Circuits- With Experiments. Indianapolis, IN, EUA, 1980. 190p.
- [186]- STRATFORD, J.M. - Switching Power Supplies. EDN, Boston, MA, EUA, 28(21):140-158, October 13, 1983.
- [187]- SUN, S.C. & PLUMMER, J.D. - Modeling of the on-Resistance of LDMOS, VDMOS and VMOS Power Transistors. IEEE Trans. on Electron Devices, New York. ED 27(2): 356-67, February 1980.
- [188]- SUSSKIND, C. - Ferdinand Braun: Forgotten Forefather. In: L.MARTON & C. MARTON eds. Advances in Electronics and Electron Physics. Vol.50, 1980, pp.241-260.
- [189]- TACCONI, E.J. - Regulador de Alta Tensión. Revista Telegrafica Electronica, Buenos Aires, pp.485-6, Mayo 1980.
- [190]- TAKEUCHI, M. et alii - 100A-900V and 200A-900V Giant Transistors, Toshiba Review, Kawasaki, Japão, (137) : 32-4, January-February 1982.

- [191]- TEETS, R.M. - Protecting Minicomputers from Power Line Perturbations. Computer Design, Winchester, MA, EUA, 15(6):99, June 1976.
- [192]- TEKTRONIX, INC., Beaverton, OR, EUA - R561B Oscilloscope Service Instruction Manual. Beaverton, OR, EUA, Tektronix, 1968. (Publicação 070-0803-00).
- [193]- TEKTRONIX, INC., Beaverton, OR, EUA - 221 Oscilloscope Service Instruction Manual. Beaverton, OR, EUA, Tektronix, 1977. (Publicação 070-1573-01).
- [194]- TEKTRONIX, INC., Beaverton, OR, EUA - 7603/R7603 Oscilloscope Service Instruction Manual, Beaverton, OR, EUA, Tektronix, Inc., 1977. (Publicação 070-1429-00).
- [195]- TEKTRONIX, INC., Beaverton, OR, EUA - 468/R485 Oscilloscope Service Instruction Manual, Beaverton, OR, EUA, Tektronix, 1982. (Publicação 070-1193-00).
- [196]- TEKTRONIX, INC., Beaverton, OR, EUA - 485/R485 Oscilloscope Service Instruction Manual, Beaverton, OR, EUA, Tektronix, October 1982. (Publicação 070-1193-00).
- [197]- TEKTRONIX, INC., Beaverton, OR, EUA - 2215 Oscilloscope Service Instruction Manual, Beaverton, OR, EUA, Tektronix, 1980. (Publicação 070-3826-00).
- [198]- TEKTRONIX INDUSTRIA E COMERCIO LTDA., São Paulo - Correspondência enviada pelo engenheiro N.L.Mazzoni. Arquivo do autor, 1977.

- [199]- Terman, F.E. - Radio Engineers' Handbook (section 8), New York, McGraw-Hill, 1943. 1019p.
- [200]- TEXAS INSTRUMENTS, INC., Dallas, TX, EUA. The Power Semiconductor Data Book (1st ed.), Dallas, TX, EUA, Texas Instruments. s.d.
- [201]- TEXAS INSTRUMENTS, INC., Dallas, TX, EUA - The Voltage Regulator Handbook, Dallas, TX, EUA, Texas Instruments, 1977. 198p.
- [202]- THACIRAY, P.C. - Wedding Lasers to Power Supplies. Photonics Spectra, EUA, pp.60-5, June 1982.
- [203]- THE AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE - The Radio Amateur's Handbook, Newton, Conn., EUA, The ARRL, 1978. 664p.
- [204]- THORTON-INPEC - São Paulo - Catálogo de Núcleos de Ferrita, São Paulo, Thorton-Inpec, c.1980. c.70p.
- [205]- TIHANYI, J. - A Qualitative Study of the DC Performance of SIPMOS Transistors. Siemens Forsch.-u.Entwickl. Ber., Berlin, 9(4):181-9, 1980.
- [206]- TIHANYI, J. et alid - Switching Performance of SIPMOS Transistors, Siemens Forsch. - u. Entwickl. - Ber., Berlin, 9(4): 195-9, 1980.
- [207]- TOWERS, T.D. - Practical Solid-State DC Power Supplies, Londres, W. Foulsham, 1976. 192p.
- [208]- TSU, R. - High Technology in China. Scientific American, New York, EUA, 22(6):13-7, December, 1972.
- [209]- TUCHER, R. - How to keep Computer Lines " Clean ".

Instruments & Control Systems, Radnor, PA, EUA, pp .
39-40, July 1977.

- [210]- VANDER KOOI, N.K. - Linear Applications, Santa Clara, CA, EUA, National Semiconductor, 1976. (Vol. 1).
- [211]- VAN DER POEL, J.M. - Pick the Right DC/DC Converter. Electronic Design, Rochelle Park, NJ, EUA, 26(12):104-8, June 7, 1978.
- [212]- VAN DER POL, B. - The Nonlinear Theory of Electric Oscillations. Proceedings of the Institute of Radio Engineers, New York, 22(9):1051-86, September 1934.
- [213]- VANNERSON, E. & SMITH, K.C. - A Low Distortion Oscillator with a Fast Amplitude Stabilization. International Journal of Electronics, Londres, Inglaterra, 39(4):465-72, October 1975.
- [214]- VOGEL, J.R. - Easy to Operate Large Screen 10 MHz Oscilloscope PM 3220/PM 3221. Electronic Measuring and Microwave Notes, Eindhoven, Holanda, s.v.(1):6-9, 1967.
- [215]- YADAVALLI, S.R. et alii - High Voltage Power Electronics Packaging on NASA's Space Telescope. Proc. of the 17th Intersociety Energy Conversion Engineering Conf., Los Angeles, August 8-12, 1982. Vol.1, p.211-6.
- [216]- YOSHIDA, I. et alii - A High Power MOSFET with a Vertical Drain Electrode and a Meshed Gate Structure. IEEE Journal of Solid-State Circuits, New York, SC- 11

(4):472-7, August 1976.

- [217]- YU, Y. et alii - Power Converter Design Optimization. IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, New York, AES-15(3):344-54, May 1979.
- [218]- ZHIGAREV, A. - Electron Optics and Electron-Beam Devices. Moscow, Mir, 1975. 562p.
- [219]- WAIDELICH, D.L. - The Full-Wave Voltage-Doubling Rectifier Circuit. Proceedings of the IRE, New York, 29: 554, October 1941.
- [220]- WALLER, L. - Power MOSFETs Gain Good Report. Electronics, New York, 55(26):35, December 29, 1982.
- [221]- WAUGH, J.B.S. - Power Supplies. In: HUNTER, L.P. ed., 3rd ed. - Handbook of Semiconductor Electronics, New York, McGraw-Hill, 1970. Chap. 17, p.1-66.
- [222]- WEBB, A.D. - Designing Electrical Interfaces. Proc. of the III ESTEC Spacecraft Power Cond. Seminar, Noordwijk, Holanda, 21-23 Sept., 1978. (ESA Special Publication GP-126, pp39-48).
- [223]- WEST, G. - Use a Programmable Calculator to Ease Transformer Design. EDN, Boston, MA, EUA, 27(23):125-29, Nov. 24, 1982.
- [224]- WILLARD, J. & FUOSS, D. - Vertical DMOS Power Field-Effect Transistors Optimized for High Speed Operation. International Electron Devices Meeting, San Francisco, 1982. Dec 13-15.

- [225]- WILLIAMS, J. - Conversion Techniques Adapt Voltages to Your Needs. EDN, Boston, MA, EUA, 27(22):155-68 , November 10, 1982.
- [226]- WILLIAMSON - São Paulo - Catálogo de Transformadores . São Paulo, c.1974. 22p.
- [227]- WITTLINGER, H.A. - Applications of the CA3080 and CA 3080A High-Performance Operational Transconductance Am plifiers. RCA publication ICAN-6668. Somerville, NJ, EUA. 1972. 16p.
- [228]- STANLEY, K.W. - Reliability and Stability of Metal Film Resistors. Mullard Technical Communications, Lon dres, 11(104):94-100, March 1970.

São Carlos, de de 19

Baker Jefferson Mass

De Acordo:

Jocelyn F. Bennaton

Aprovado pela Coordenadoria da Área

18 / abril / 1985

Coordenador da Área