

Gilmar José Senhorim
Eng. Elétrico

Este exemplar corresponde à redação final da tese defendida por <u>Gilmar José Senhorim</u> e aprovada pela Comissão Ju'gadora em <u>04 / 02 / 91</u> . <u>José Antonio S. Dias</u> Orientador

Projeto e Construção de uma Fonte de Tensão Programável, Controlada por Microcomputador

Tese Apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica, da Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de MESTRE em ENGENHARIA ELÉTRICA

Orientador: Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias

LED - Laboratório de Eletrônica e Dispositivos
Departamento de Eletrônica e Microeletrônica
Faculdade de Engenharia Elétrica
Universidade Estadual de Campinas

Janeiro de 1991

AGRADECIMENTOS

Gostaria de expressar meus agradecimentos ao Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias, Vice-coordenador do LED, pelo tema, estímulo e constante orientação.

Ao Prof. Dr. Alberto Martins Jorge pelas contribuições e incentivo no desenvolvimento deste trabalho.

Aos Eng. Luis Otávio e Eng. Galdenoro Bottura Jr., pela contribuição no desenvolvimento do projeto.

À minha esposa, Edileia, e a todos aqueles que me acompanharam durante o transcorrer deste trabalho.

Este trabalho contou com o apoio financeiro das seguintes instituições:

CAPES - Coordenadoria de Apoio à Pesquisa e Ensino Superior

FINEP - Contrato nº. 52870876/00

FAPESP - Processo nº. 85/3378-2

ÍNDICE

RESUMO	iv
CAPÍTULO 1 - Introdução	1
1.1. Introdução	1
1.2. Especificações da Fonte de Tensão	2
CAPÍTULO 2 - Projeto da Interface de Entrada e Conversor D/A	5
2.1. Interface de Entrada	5
2.2. Conversor Digital Analógico	9
2.2.1. Resolução	9
2.2.2. Linearidade	9
2.2.3. Erro de Fundo de Escala	10
2.2.4. Tempo de Acomodação	11
2.2.5. Deriva Térmica	11
CAPÍTULO 3 - Amplificadores de Saída	14
3.1. Definição das Escalas	14
3.2. Amplificador com Ganho Unitário	17
3.3. Amplificador com Ganho 10	21
3.4. Fontes de Alimentação	29

CAPÍTULO 4 - Resultados Experimentais e Conclusões	35
4.1. Simulações em Computador	35
4.2. Resultados Experimentais	44
4.2.1. Linearidade	44
4.2.2. Regulação	45
4.2.3. Proteção Contra Curto Circuito	45
4.2.4. Tempo de Acomodação	45
4.2.5. Ruído	46
4.2.6. Tempo de Aquecimento (Warm-up)	46
4.3. Conclusões	47
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	48

RESUMO

Neste trabalho foi desenvolvida uma fonte de tensão programável, controlada por microcomputador, para utilização em sistemas automáticos de aquisição de dados usados na caracterização de circuitos integrados.

A fonte desenvolvida tem capacidade para atingir tensões de 100 Volts (saída bipolar), com corrente de saída de até 30 mA. Os fundos de escala são selecionáveis por programação, sendo que, dentro de cada faixa de operação, a resolução da tensão de saída é de 12 bits.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 Introdução

A caracterização elétrica de dispositivos fabricados em um processo de circuitos integrados é de fundamental importância para que se possa obter um bom controle do processo de fabricação. Para se obter um número de dados suficientes para que um controle estatístico sobre os parâmetros de processo possa ser realizado, é necessária a utilização de sistemas automáticos de aquisição de dados.

Um sistema de aquisição de dados pode ser dedicado a componentes encapsulados ou não encapsulados. Na Fig. 1.1 e na Fig. 1.2 estão representados, em diagramas de blocos, os dois tipos de sistemas.

Como se pode observar, os sistemas são compostos por fontes de tensão programáveis, fontes de corrente programáveis, voltímetros, amperímetros, e, ou uma matriz de relés para conexões (sistema para componentes encapsulados), ou um microprovador automático (sistema para teste em lâminas não encapsuladas).

As fontes de tensão e corrente programáveis recebem informação do microcomputador e, em função destas, fornecem tensão e corrente para o dispositivo sob teste. Os voltímetros e amperímetros enviam os dados das medidas ao microcomputador, para que possam ser posteriormente processados. A matriz de conexões é utilizada para acessar diferentes pontos do circuito com os mesmos

instrumentos. O microprovador automático serve para conectar os diversos PADS a serem testados na lâmina.

O objetivo deste trabalho é de desenvolver uma fonte de tensão DC programável, com interface compatível com microcomputador, dedicada a um sistema de caracterização de circuitos integrados.

Na realização do trabalho foram executadas as seguintes etapas:

- . Estudo das especificações de fontes de tensão programáveis;
- . Definição das especificações da fonte a ser desenvolvida;
- . Projeto e simulação em computador dos circuitos da fonte;
- . Construção do protótipo;
- . Testes, caracterização e avaliação do protótipo construído.

1.2 Especificações da Fonte de Tensão

Para definirmos as especificações da fonte, tomamos por base a fonte de tensão programável Modelo 230, da *Keithley Instruments*, por ser um equipamento tradicionalmente usado para caracterização de CI's. A seguir descrevemos algumas das principais características e/ou especificações que usamos para iniciar o projeto:

- .Tensão de saída de até +/- 100 Volts;
- .Capacidade de corrente de saída de 30 mA;
- .Fundo de escala programável (2V, 4V, 10V, 20V e 100V);
- .Polaridade do sinal de saída controlável;
- .Erro de linearidade menor do que 0,5% dentro de cada escala;

.Passos programáveis, em função da escala, (500 μ V, 1 mV, 2,5 mV, 5 mV, 10 mV, 25 mV);

.Compatível com microcomputador, sendo que o circuito de controle pode ser adaptado como *listen* no padrão IEEE 488;

.Entradas digitais compatíveis com TTL;

O diagrama de blocos da fonte de tensão que atende a estas características é apresentado na Fig. 1.3.

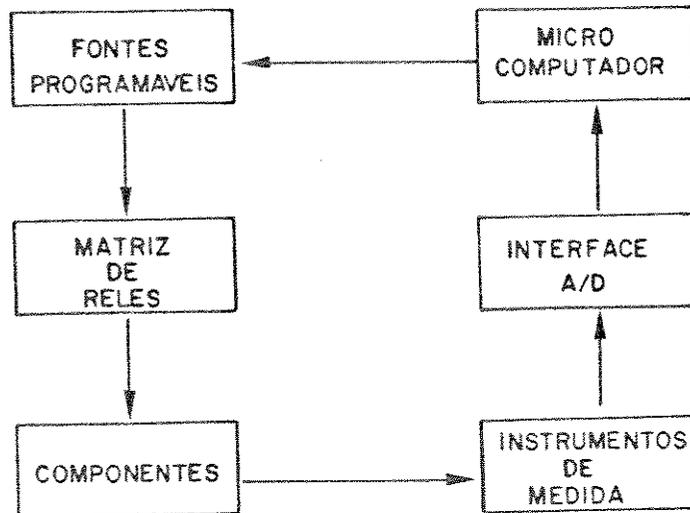


Figura 1.1 Diagrama de blocos de um sistema automático de aquisição de dados para dispositivos encapsulados.

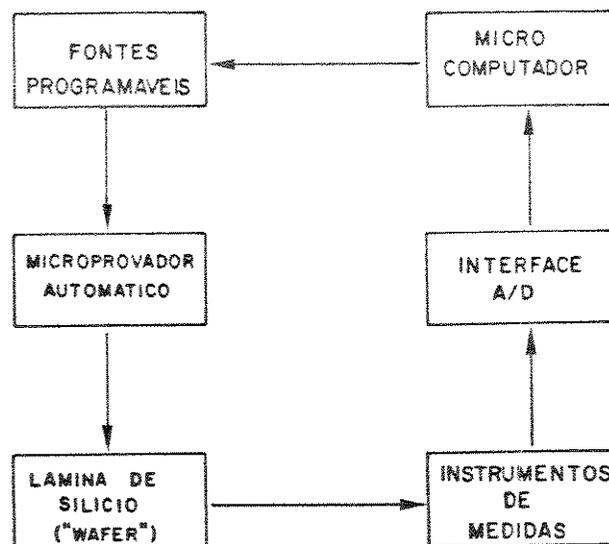


Figura 1.2- Diagrama de blocos de um sistema automático de aquisição de dados para medidas em wafer.

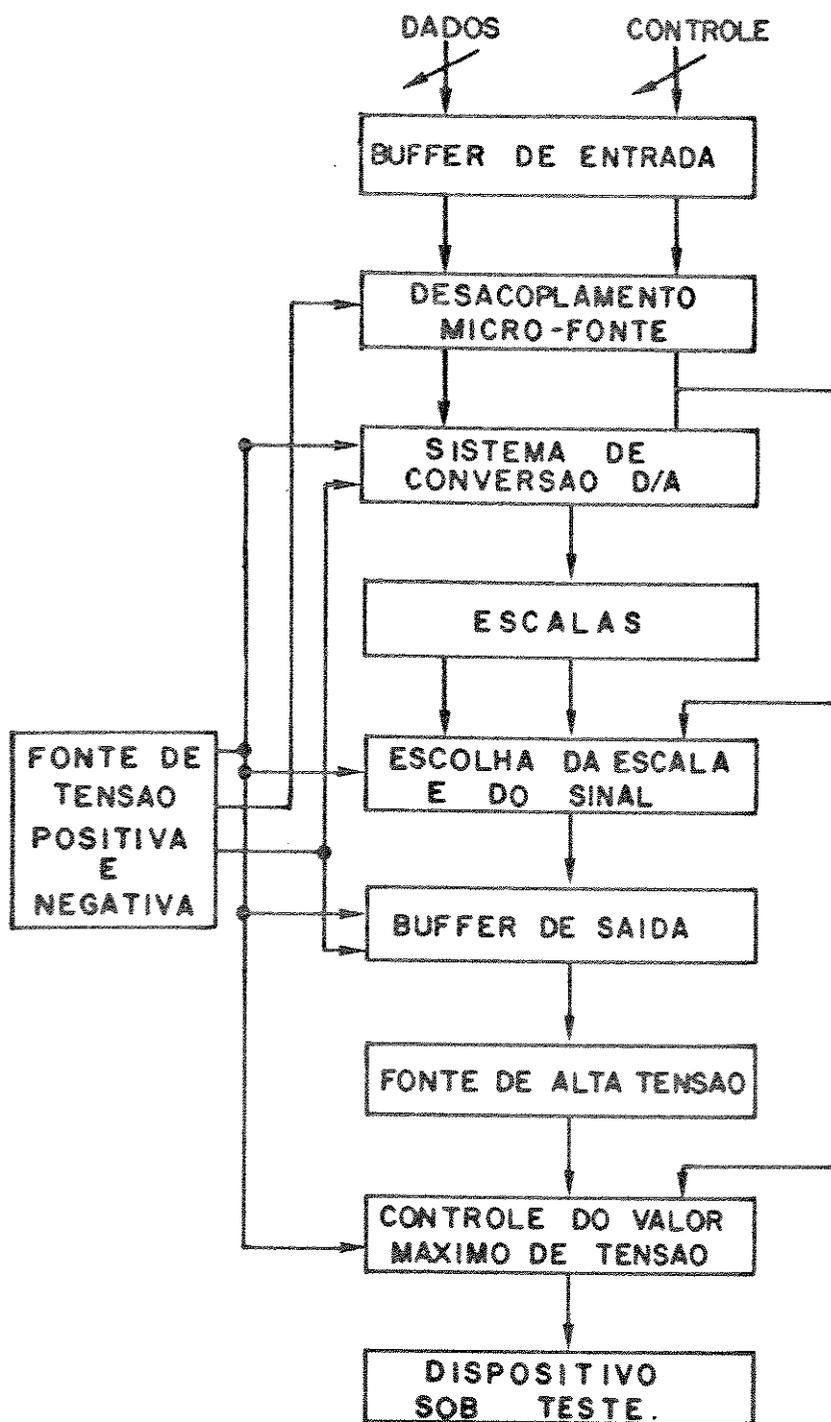


Figura 1.3 - Diagrama de blocos da fonte de tensão controlada por microcomputador desenvolvida.

CAPÍTULO 2

Projeto da Interface de Entrada e Conversor D/A

2.1 - Interface de Entrada

A interface de entrada tem como função isolar e compatibilizar os níveis de tensão do *bus* do microcomputador com os do circuito de controle da fonte de tensão programável. Para não carregar o *bus* do computador, utilizamos *buffers* com saída *three state*, do tipo 74LS125. Esses circuitos permitem, através do comando de habilitação da saída *three state*, gerado internamente por software, que os dados presentes no *bus* sejam transferidos ao circuito de controle da fonte nos instantes adequados.

Para acoplar estes sinais ao circuito de controle, é desejável uma isolação elétrica muito boa, para que o microcomputador fique protegido de eventuais problemas que possam ocorrer na fonte, que trabalha com tensões muito altas (+/- 120 volts).

O desacoplamento dos sinais pode ser realizado por duas técnicas: isolação magnética ou isolação óptica.

Isolação Magnética

Este tipo de isolação é normalmente implementada simplesmente com um transformador de pulso, ou com amplificadores que possuem internamente um desacoplamento entre os estágios de entrada e saída, feito através de um transformador.

A simples utilização de transformadores de pulso apresenta dois inconvenientes: ocupam uma grande área nas placas de circuito impresso e, quando excitados com onda quadrada, o que ocorre quando estamos tratando de sinais

digitais, geram uma série de harmônicas que podem dificultar a detecção dos níveis digitais.

Os amplificadores com isolação magnética não apresentam o inconveniente do tamanho, porém têm alto custo e também decompõem os sinais digitais em várias harmônicas, como os transformadores de pulso.

Isolação Óptica

A isolação óptica é feita através de dispositivos que contêm, no mesmo encapsulamento, um diodo emissor de luz infravermelha e um fotodetector (um fotodiodo ou um fototransistor). A tensão de isolação nestes dispositivos é bem alta, sendo, tipicamente, da ordem de 1000 a 2000 V.

Estes dispositivos apresentam uma eficiência boa, principalmente quando temos, no elemento fotodetector, uma composição *darlington*, com um fototransistor e um transistor convencional, como indicado na Fig. 2.1.b.

Mesmo para o caso de acopladores ópticos sem saída *darlington*, como o 4N25 (Fig. 2.1.a), a razão entre a corrente de entrada (corrente no diodo emissor de infravermelho) e a corrente de saída (corrente de coletor do fototransistor) chega a ser 1, uma vez que, embora a eficiência de emissão do fotodiodo de GaAs seja baixa, como a fotocorrente é gerada na base, do fototransistor, o seu ganho de corrente compensa esta perda.

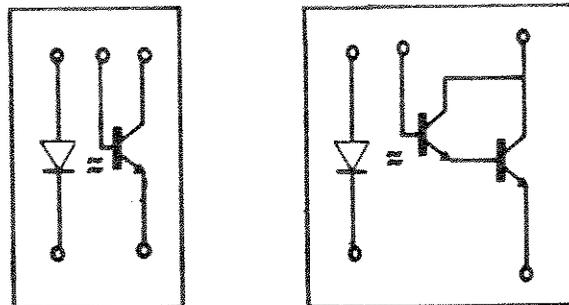


Figura 2.1 Fotoacopladores com saída (a) normal; (b) *darlington*.

Para que a saída do fotoacoplador tenha níveis TTL e não seja sensível a um ruído que possa eventualmente estar presente no sinal de entrada, optamos por utilizar um *schmitt-trigger*, como indicado na Fig. 2.2. O circuito utilizado é um 74LS14, que possui uma histerese típica de 0,80 V, com níveis baixo e alto 0,86 V e 1,66 V, respectivamente.

Como a corrente de entrada do *schmitt-trigger* 74LS14 é de cerca de 1 mA, se ligássemos a sua entrada diretamente no coletor do fototransistor teríamos que, necessariamente, trabalhar com um resistor baixo como carga do fototransistor. Isto implicaria em usarmos uma corrente alta para o acionamento do fotoacoplador, o que é indesejável, já que a fonte que alimenta a entrada do fotoacoplador é interna ao microcomputador. Para evitar sobrecarregar a fonte interna do microcomputador, utilizamos um transistor para amplificar o sinal no coletor do fototransistor. Isso nos permitiu trabalhar com resistores de alto valor como carga do fototransistor, limitando a sua corrente de coletor a cerca de 15 uA.

Na Fig. 2.3, apresentamos o circuito completo usado em cada um dos *bits* da interface de entrada.

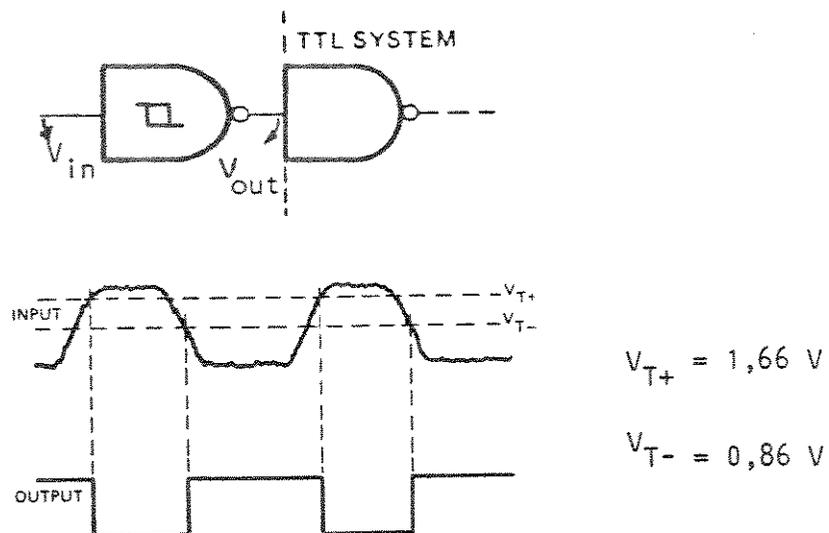


Figura 2.2 - Características do *Schmitt-trigger* 74LS14

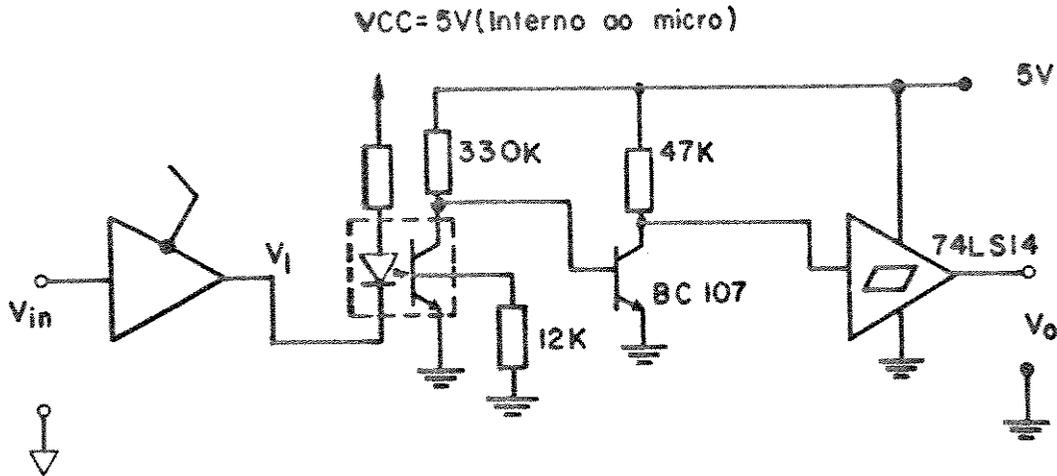


Figura 2.3 - Circuito completo da interface entre o microcomputador e a fonte. Apenas um bit é apresentado, sendo que todos os outros apresentam a mesma configuração.

O circuito apresentado na Fig. 2.3 apresenta uma séria limitação no que diz respeito a frequência máxima de operação, sendo que os ensaios realizados mostraram que a máxima frequência utilizável é de cerca de 60 KHz. Isto se deve, basicamente, ao desempenho do fotoacoplador, que possui tempos de subida e descida da ordem de 10 μ s. Como, entretanto, o circuito deve ser operado em baixas frequências, já que a fonte é para fornecer tensões contínuas ao dispositivo sob teste, esta restrição não afeta o desempenho da fonte como um todo. Mesmo que desejássemos fazer medidas em alta velocidade e, conseqüentemente, variar a saída desta fonte em 60 KHz, não podemos esquecer que um sistema de aquisição de dados possui, normalmente, instrumentos de alta precisão, que utilizam a técnica de conversão dupla-rampa, e são limitados a apenas algumas dezenas de conversões por segundo.

2.2 - Conversor Digital Analógico

O conversor D/A é um dos blocos mais importantes da fonte programável. Como a tensão disponível na saída da fonte será a tensão de saída do conversor amplificada, todas as características da fonte serão, na melhor das hipóteses (caso fosse possível construir amplificadores ideais), iguais às do conversor D/A.

A seguir apresentamos as definições dos parâmetros elétricos de um conversor D/A, relevantes a este projeto.

2.2.1 - Resolução

A resolução de um conversor D/A está diretamente associada ao número de bits. No nosso caso, para termos uma resolução equivalente à fonte da *Keithley Instruments Mod 230*, é necessário utilizar um conversor de 12 bits, que possui resolução de 1 parte em 4096.

2.2.2 - Linearidade

Em um conversor D/A ideal de N bits, para cada incremento na palavra digital de entrada correspondente a 1 bit deveria ocorrer uma variação de igual amplitude na tensão analógica de saída, de valor igual a $V_{fs}/2^N$, onde V_{fs} é o valor da tensão de fundo de escala do conversor. Em conversores reais, no entanto, isto é impossível de ser obtido, devido aos erros introduzidos pelos descasamentos gerados no processo de fabricação de circuitos integrados.

Uma das formas usadas para definir o erro de linearidade é o chamado *end-point linearity test*, onde a não linearidade máxima é medida como sendo a maior diferença entre os valores realmente medidos na saída analógica do conversor e os valores teóricos, após a calibração do zero e do fundo de escala. Esta é a definição mais rigorosas para a linearidade de um conversor D/A. Outra possibili-

dade, menos rigorosa, porém também muito empregada pelos fabricantes, é a de considerar a maior diferença entre os pontos medidos e a reta que melhor se adapte ao conjunto destes pontos (*best straight line test*). Na Fig. 2.4 mostramos, graficamente, os dois tipos de definições de linearidade.

Como se pode observar, com um ajuste do valor do fundo de escala, pode-se fazer com que o erro de linearidade do conversor seja, aparentemente, menor.

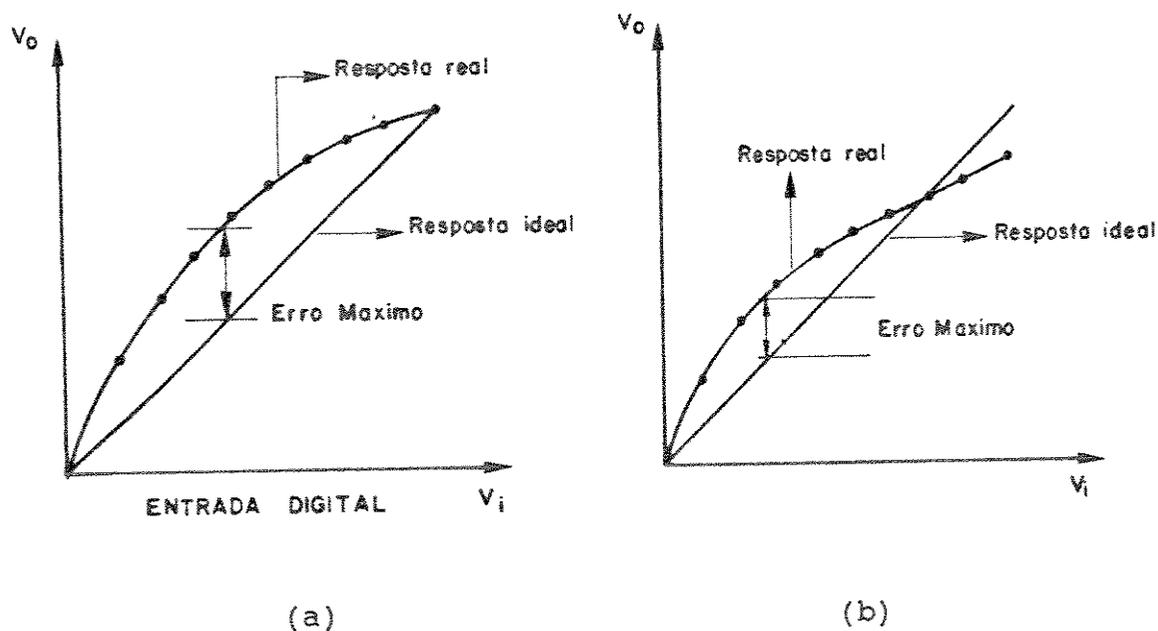


Figura 2.4 - Comparação entre os métodos de medida da linearidade de um conversor D/A. (a) *End point test*; (b) *Best straight line test*.

2.2.3 - Erro de Fundo de Escala

É a medida do erro entre o valor ideal na saída do conversor e o valor realmente existente, para uma palavra digital de entrada com "1" em todos os bits. Para os

conversores cuja linearidade é medida com o teste *end point*, o usuário deve ajustar o fundo de escala externamente para que este erro seja nulo. Porém, se a linearidade for medida através do método *best straight line*, o ajuste do fundo de escala pode levar o conversor a ficar completamente fora das especificações, sendo, portanto, não recomendado.

2.2.4 - Tempo de acomodação

É o tempo necessário para que a saída do conversor atinja o seu valor final, dentro de $1/2$ LSB, para qualquer mudança de palavra digital na entrada.

2.2.5 - Deriva Térmica

A estabilidade térmica da tensão de saída em um conversor D/A depende, basicamente, da referência de tensão interna, que é quem define a corrente do bit mais significativo.

Para os conversores onde são utilizadas referências do tipo *band-gap* sofisticadas, temos derivas térmicas bastante baixas, da ordem de $1-2$ ppm/ $^{\circ}$ C. Conversores mais simples possuem deriva térmica na faixa de cerca de 50 ppm/ $^{\circ}$ C. No nosso caso, devemos lembrar que este parâmetro não é muito importante, uma vez que o instrumento deve ser operado dentro de faixas estreitas de temperatura (variações de 2 a 4 $^{\circ}$ C na temperatura ambiente), como qualquer instrumento de medida de precisão,

Tomando por base os parâmetros acima citados e, também, não deixando de considerar a facilidade de se encontrar o conversor no mercado brasileiro, escolhemos o conversor AD-567, da Analog Devices. As principais características deste conversor são apresentadas no Apêndice 1. Uma das

vantagens deste conversor é o fato de possuir, em sua entrada, um conjunto de flip-flops para carregamento dos dados digitais a serem convertidos. Os doze bits podem ser carregados separadamente, em grupos de 4, através de sinais de controle aplicados ao conversor.

A saída do conversor AD 567 é, como na maioria dos conversores D/A, em corrente, sendo, portanto, para nossa aplicação, necessário convertê-la em tensão. O circuito utilizado para realizar a conversão corrente-tensão é um circuito bastante convencional, constituído por um op-amp e um resistor de realimentação, como indicado na Fig. 2.5. Devemos lembrar que, no circuito do AD-567, existe um resistor interno, que deve ser usado como resistor de realimentação. A razão para isso é que, como a corrente no bit mais significativo é definida através de um resistor interno ao conversor, para que a saída em tensão não apresente problemas de deriva térmica, o resistor utilizado no circuito de conversão corrente-tensão deve não apenas ter o mesmo coeficiente térmico, mas também estar na mesma temperatura do resistor que define a corrente do MSB.

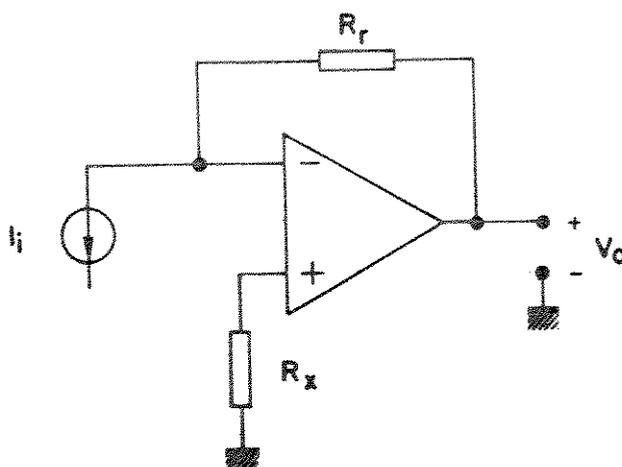


Figura 2.5 - Circuito de conversão corrente-tensão. O resistor R_x é usado para compensar os erros devido às correntes de entrada do op-amp.

Na Fig. 2.6 é apresentado o circuito completo para a conversão corrente-tensão utilizado na fonte programável. O amplificador operacional CI-31, do tipo OP-07, tem um transistor NPN, Q36, ligado como um *buffer* de corrente, na sua saída. Isto foi necessário uma vez que o OP-07 não teria capacidade de fornecer a corrente necessária aos próximos estágios.

O outro op-amp que aparece na mesma figura, CI-32, também um OP-07, é usado como inversor do sinal de tensão obtido na saída do conversor I-V. O transistor na saída do op-amp é, como no caso do CI-31, porém com polaridade oposta, para aumentar a capacidade de corrente do circuito. Desta forma, temos disponíveis, na saída destes dois op-amps, sinais em tensão, de 0 a 10 Volts, com polaridade positiva ou negativa, dependendo de qual amplificador for utilizado. Esses sinais, após passarem por divisores resistivos que definem as escalas, são enviados aos amplificadores de saída.

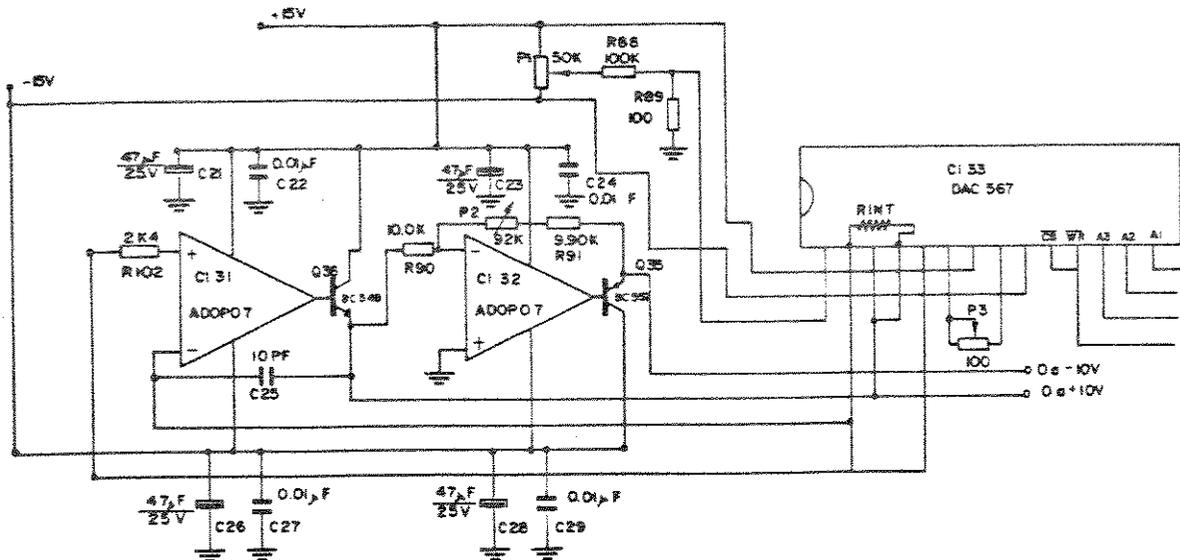


Figura 2.6 - Circuito de conversão corrente-tensão e amplificador inversor.

CAPÍTULO 3

Amplificadores de Saída

3.1 - Definição das escalas.

Para a obtenção de todas as escalas desejadas, são utilizados dois amplificadores de saída: um com ganho unitário, que permite obter tensões de saída de até 10 volts, e outro com ganho 10, que fornece tensões de até 100 volts (ambos amplificadores têm saída bipolar). Além disso, são também empregados dois divisores resistivos, que dividem o sinal de saída do conversor corrente-tensão (que, como visto anteriormente, é de 0 a +/- 10 Volts) por 2,5 e por 5, fazendo com que tenhamos três valores de tensão de fundo de escala disponíveis para aplicarmos aos amplificadores: +/- 2.0 V, +/- 4.0 V e +/- 10.0 V. Combinando estas saídas com os dois amplificadores (X1 ou X10), temos as seis escalas desejadas para a fonte programável.

Na realidade, tanto o fundo de escala do conversor D/A como os divisores resistivos são ajustados para valores ligeiramente diferentes dos acima citados. Isto é feito para que o passo de tensão dentro de cada escala tenha um valor fácil de ser utilizado, e, como o conversor possui 4096 passos, o fundo de escala é dado por $4095 \times$ "valor do passo". Como os passos escolhidos são de 500 μ V, 1mV, 2,5 mV, 5mV, 10 mV e 25 mV, os fundos de escala são dados por 2,0475 V, 4,095 V, 10,2375 V, 20,475 V, 40,950 V e 102,15 V.

Para a seleção do passo (e, automaticamente, do fundo de escala associado) é utilizado um conjunto de reed-relays, que são comandados pelas saídas de um 74LS14, através de transistores do tipo BC 548, usados como drivers.

Na figura 3.1 apresentamos o diagrama do circuito completo usado para a definição dos fundos de escala. O relé RL1 recebe os sinais de +10,2375 V e -10,2375 V, selecionando-os de acordo com o estado do transistor Q28. O sinal na saída de RL1 é dirigido tanto às redes divisoras, formadas por (R98,R100 e P4) e (R99, R101 e P5) como ao relé RL4. Os sinais de saída das redes divisoras são enviados aos relés RL2 e RL3. O relé RL4 é quem envia os sinais ao bloco amplificador, selecionando ou o sinal que vem diretamente da saída de RL1 (fundo de escala de +/- 10,2375 V) ou os sinais disponíveis nas saídas dos relés RL2 ou RL3, que já se encontram divididos por 4 e 2,5, respectivamente, portanto com valores de +/- 2,0475 V e +/- 4.095 V. Os potenciômetros P4 e P5, de 20 voltas, são usados para ajustar o valor das redes divisoras.

O sinal na saída de RL4 é, finalmente, enviado a um amplificador isolador, com ganho de tensão igual a 1, que tem sua saída ligada diretamente à saída da fonte ou a um amplificador de ganho 10. A saída x1 ou x10 é selecionada através dos relés RL5 e RL6.

A excelente isolação elétrica e a baixa resistência de contato foram os fatores preponderantes na escolha de *reed-relays* para realizar os chaveamentos necessários à mudança de escalas e seleção de polaridade. Estas duas características são essenciais ao bom desempenho da fonte programável, no que diz respeito, respectivamente, à manipulação das tensões altas obtidas nas escalas de 40 e 100 volts, e à minimização dos erros devido à queda ôhmica nos contatos das chaves, nas escalas onde o passo é de 500 μ V. Embora tenhamos considerado a possibilidade da utilização de chaves analógicas, estas não atendiam as características necessárias ao circuito de chaveamento.

Os amplificadores que na Fig. 3.1 são representados por blocos são descritos, em detalhes, nas próximas secções.

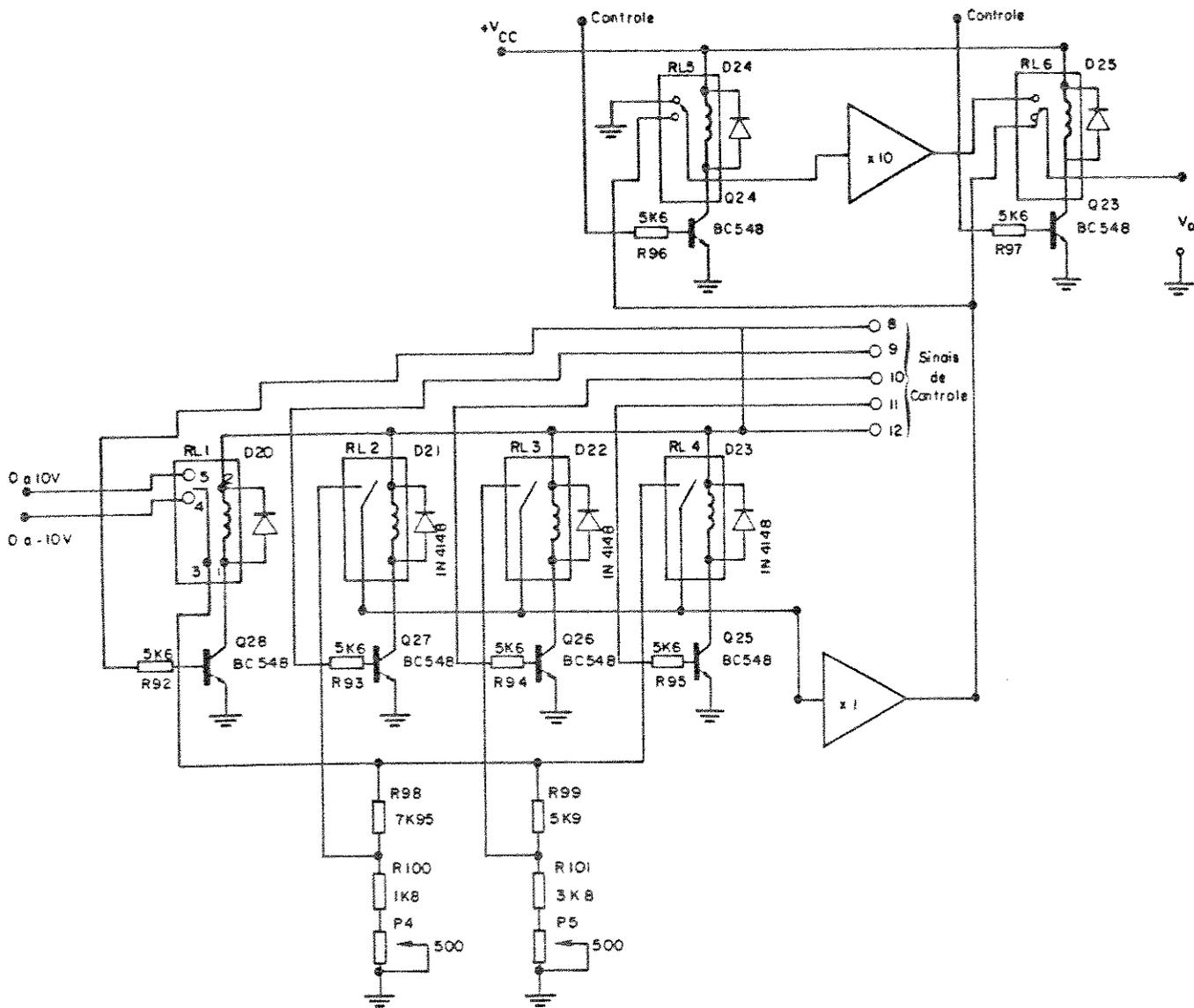


Figura 3.1 - Circuito de controle e seleção de fundo de escala.

3.2 - Amplificador com Ganho Unitário

O amplificador de ganho unitário é utilizado para fornecer tensões de saída de até $\pm 10,2375$ V. Deve ser bastante estável e não introduzir erros de *off-set* ou de linearidade ao sinal de saída do conversor D/A. Deve, também, possuir baixa impedância de saída e alta impedância de entrada. As correntes de entrada no amplificador devem ser muito baixas, para não alterar os valores de tensão obtidos através dos divisores resistivos. A tensão de *off-set* deve ser muito baixa e estável, ou pode comprometer definitivamente o desempenho da fonte programável nas escalas cujo passo é de 500 μ V.

Para evitar problemas com curto-circuitos na saída da fonte, o amplificador deve incorporar um circuito de proteção. Esse circuito de proteção deve permitir que a saída seja curto-circuitada, o que, involuntariamente, pode ocorrer durante a utilização do equipamento.

Para projetarmos o amplificador de ganho unitário, decidimos por utilizar um amplificador operacional, do tipo OP-07, com vários componentes discretos externos para executar as funções de proteção contra curto-circuito e aumentar a capacidade de corrente.

Na Fig. 3.2 é apresentado o circuito completo do amplificador de ganho unitário.

Os transistores Q29-Q30 e Q33-Q34 formam um par complementar de saída, e são polarizados em classe AB pelo conjunto R103, D26, D27 e R166. Esta configuração foi escolhida para aumentar a capacidade de corrente sem introduzir não-linearidades em torno do zero (*cross-over non-linearity*), embora o fato dos transistores de saída

estarem dentro da malha de realimentação já diminua em muito estas não-linearidades.

Os transistores Q31-Q32 e os resistores R104-R105 formam os circuitos de limitação de corrente, protegendo os transistores de saída contra curtos-circuitos. O princípio de funcionamento deste tipo de proteção é bem conhecido: com o aumento da corrente de saída, a queda de tensão no resistor R104 aumenta, até o ponto em que o transistor Q31 começa a conduzir e inicia a drenar corrente da base do transistor Q30, que é o primeiro transistor do *darlington* de saída. Esta realimentação negativa faz com que a corrente de saída diminua, limitando a corrente máxima que os transistores Q29-Q30 podem fornecer. O mesmo raciocínio vale para a parte "negativa" do circuito.

Embora a rejeição à fonte (PSRR) do OP-07 seja muito boa, decidimos por utilizar dois reguladores de tensão (CI-39 LM7815 e CI-40 LM 7915) apenas para alimentar este amplificador. Os capacitores C30 a C33 são usados para filtrar e desacoplar as saídas destes reguladores, como recomendado pelo fabricante.

Para ajustar a tensão de *off-set*, é utilizado um potenciômetro de 20 voltas, P6. Devemos notar que ao ajustarmos o potenciômetro P6, estamos ajustando o zero do amplificador como um todo, facilitando bastante este ajuste.

O amplificador projetado tem capacidade para fornecer correntes de até +/- 30 mA, sendo que a sua saída pode ser curto-circuitada por tempo indefinido. Os transistores Q29 e Q34 são montados em dissipadores de calor.

Não achamos necessário montar os diodos D26 e D27 nos mesmos dissipadores de calor dos transistores Q29 e Q34,

para fazer com que a corrente de polarização classe AB ficasse constante com a temperatura.

Como a potência dissipada nos transistores de saída é muito baixa (no máximo cerca de 300 mW) o efeito de aumento de corrente de polarização devido à diminuição do V_{be} de Q29-Q34 com o aumento de temperatura é praticamente desprezível. Além disso, o circuito de proteção contra curto-circuito evita que o fenômeno de *thermall run-away* possa vir a ocorrer.

Como é sabido, este fenômeno, que consiste no aumento da corrente de polarização de classe AB nos transistores de saída devido a seu aumento de temperatura, resultando em um efeito de realimentação positiva, pode destruir os transistores de saída. Quanto maior a corrente nos transistores, maior a sua temperatura, o que diminui o V_{be} dos transistores. Como estes transistores são excitados por tensão constante, a diminuição do V_{be} implica em um aumento da corrente, criando um efeito regenerativo.

O alto ganho de malha aberta do amplificador operacional OP-07 é de fundamental importância para que o circuito do amplificador de ganho unitário, que é realimentado diretamente da saída para a entrada inversora, como um *follower* convencional, apresente a menor diferença possível entre a tensão na sua entrada não-inversora e a efetivamente presente na saída.

Como veremos a seguir, a saída deste amplificador é também usada como entrada para o amplificador de ganho 10, já que ele executa todas as funções de isolamento entre os divisores resistivos e o amplificador, não sendo, portanto, necessário duplicar este circuito. Desta forma, este amplificador serve tanto como amplificador de saída como *buffer* para a entrada do amplificador de ganho 10.

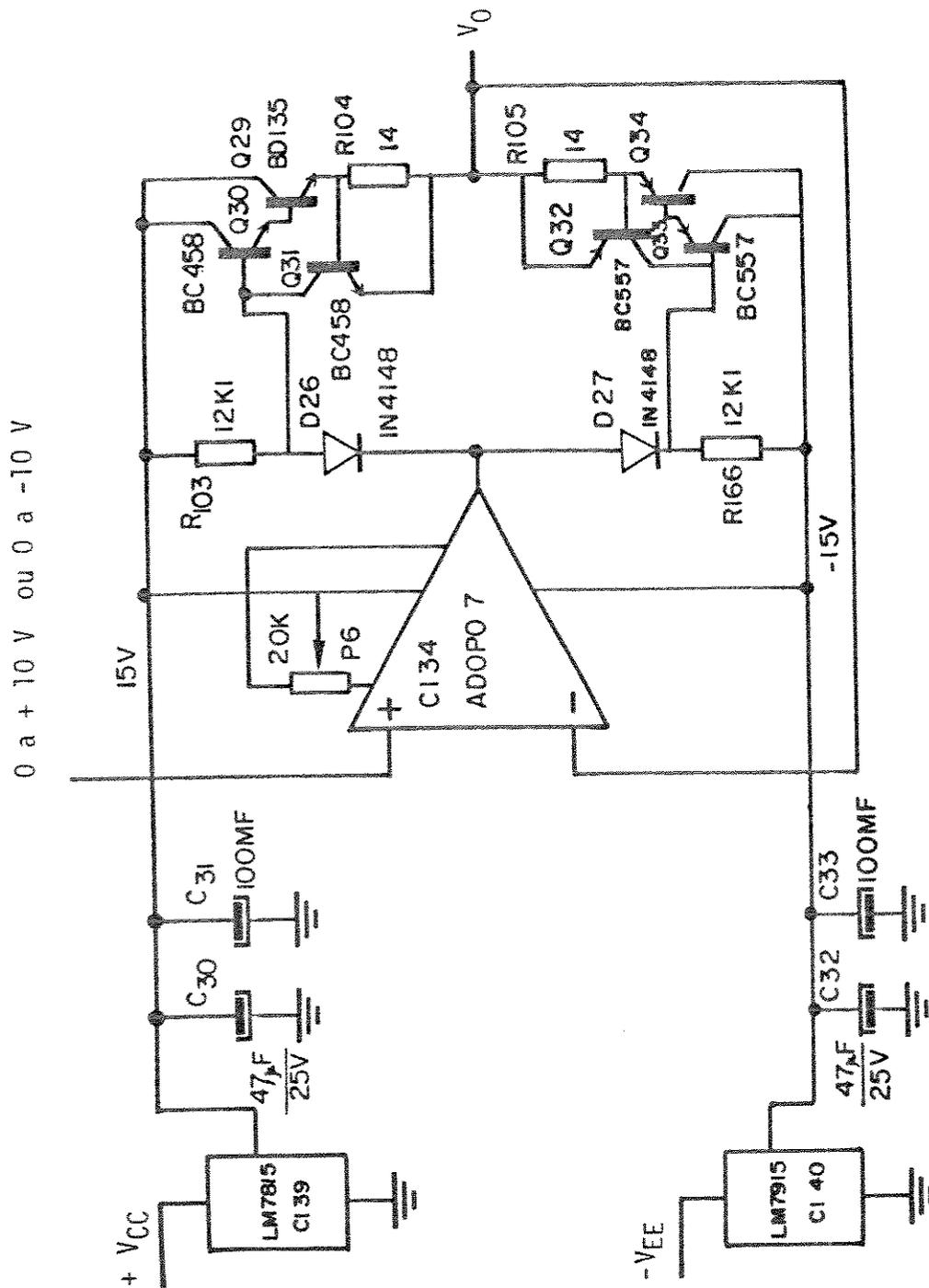


Figura 3.2 - Amplificador de ganho unitário.

3.3 Amplificador com Ganho 10.

O amplificador com ganho 10 foi um dos blocos mais difíceis de serem desenvolvidos, além de ser, também, um dos mais críticos da fonte de tensão controlada, uma vez que todas as escalas com tensões de saída maiores do que 10 volts utilizam este amplificador para processamento do sinal. Embora na época em que este trabalho está sendo escrito já existam circuitos integrados de amplificadores operacionais que teriam a capacidade de trabalhar com tensões de 100 volts, tais amplificadores ainda não são disponíveis no mercado nacional.

A nossa opção de construir um circuito discreto foi baseada não apenas neste aspecto, mas também no fato de que a topologia de um circuito discreto que opera em 100 volts, poderia ser aproveitada para confecção de fontes com tensões de saída mais elevadas, sendo que, para isso, bastaria a substituição de alguns dos componentes, por outros com tensões de ruptura mais alta.

Na Fig. 3.3 mostramos o diagrama básico do amplificador discreto, a ser utilizado como bloco central do amplificador de ganho 10.

A estrutura é simétrica em relação às fontes positiva e negativa. Os transistores T5 e T6 são responsáveis pelo ganho de tensão, e os transistores T1 e T2 dão o ganho de corrente necessário. Os divisores resistivos são usados para adaptarem os sinais de entrada, que são da ordem de alguns volts, para operarem com a polarização de +/- 110 volts usada pelo amplificador.

Para efeito de análise, o diagrama básico do amplificador discreto da Fig. 3.3 é apresentado, na Fig. 3.4, sob forma de diagrama de blocos.

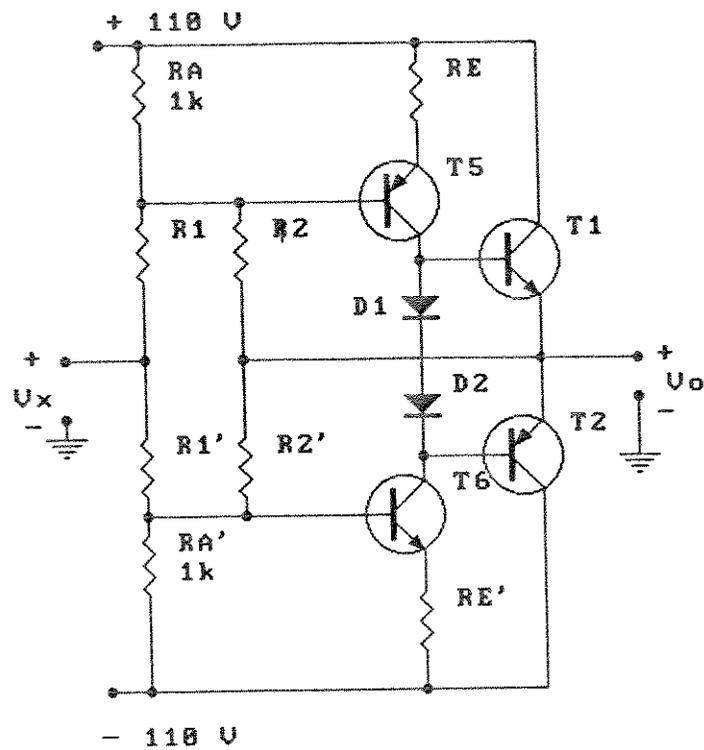


Figura 3.3 - Diagrama simplificado do amplificador.

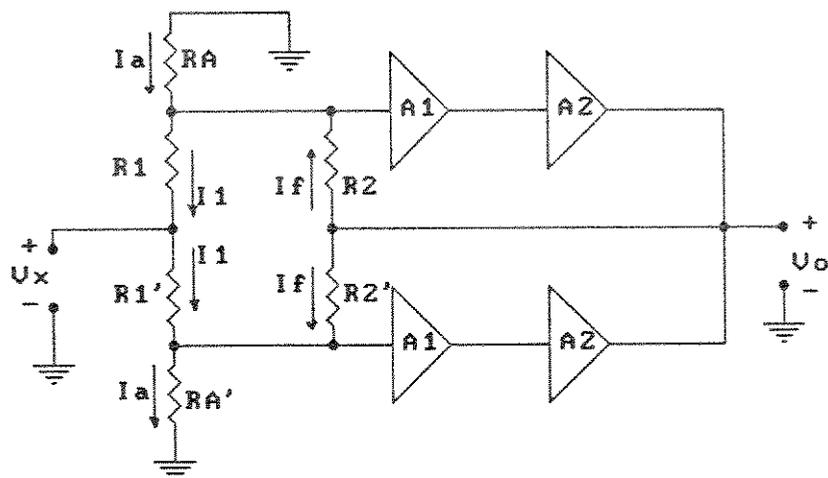


Figura 3.4 - Diagrama de blocos do amplificador simplificado da Fig. 3.3.

Como a estrutura é simétrica, podemos analisar apenas uma das metades do circuito:

$$I_a + I_f - I_1 = 0 \quad (3.1)$$

$$-R_a \cdot I_a - V_o / (A_1 \cdot A_2) = 0, \quad I_a = -V_o / (A_1 \cdot A_2 \cdot R_a) \quad (3.2)$$

$$I_1 = (V_o / (A_1 \cdot A_2) - V_x) / R_1 \quad (3.3)$$

$$I_f = (V_o - V_o / A_1 \cdot A_2) / R_2 \quad (3.4)$$

Substituindo (3.2), (3.3) e (3.4) em (3.1) temos que:

$$-\frac{V_o}{A_1 A_2 R_a} + \frac{V_o}{R_2} - \frac{V_o}{R_2 A_1 A_2} - \frac{V_o}{A_1 A_2 R_1} + \frac{V_x}{R_1} = 0 \quad (3.5)$$

Como A_1 é muito grande (cerca de 10^3 , já que é o ganho dos transistores T5 e T6, que estão ligados em emissor comum, um como carga ativa do outro), e A_2 é aproximadamente igual a um, podemos desprezar os termos onde aparece o produto $A_1 \cdot A_2$ no denominador. Com esta simplificação podemos escrever que:

$$V_o / R_2 + V_x / R_1 = 0 \quad (3.6)$$

Logo, vem que:

$$V_o / V_x = - R_2 / R_1 \quad (3.7)$$

A expressão (3.7) mostra que, de forma aproximada, o ganho da estrutura depende basicamente de uma relação de resistores. A expressão do ganho é válida para as duas metades da estrutura.

Como a estrutura apresentada está em malha aberta, ela apresenta uma série imperfeições e não pode ser empregada

diretamente como o amplificador de ganho 10, pois seu ganho de tensão não é estável, mas sim dependente de diversos fatores, como, por exemplo, corrente de polarização, carga na saída, temperatura, tensão de alimentação, etc. Para que as características do amplificador de ganho 10 sejam estáveis e não dependam de outros fatores, utilizamos um segundo amplificador - um amplificador operacional - e colocamos este amplificador a transistores dentro da sua malha de realimentação. Na Fig. 3.5 temos o diagrama em blocos do sistema completo do amplificador que foi utilizado na saída da fonte controlada.

Com a utilização desta configuração, se a saída de tensão V_o deve excursionar entre + 100 V e - 100 V, a saída do amplificador operacional só precisa uma amplitude de +/- 10 V. Além disso, as características da tensão V_o são controladas pela rede de realimentação formada por R_2 e R_1 , como num circuito convencional. Deve-se observar que, como o amplificador a transistores inverte a fase do sinal, a realimentação externa deve ser retornada ao ponto de entrada positivo do op-amp, para que a realimentação do circuito completo seja efetivamente negativa.

É interessante notar que as características terminais deste conjunto são praticamente as mesmas de um op-amp que teve seu circuito interno adicionado de um amplificador de ganho 10. O resistor R_0 é usado para compensar os erros causados pela corrente de off-set na entrada do op-amp.

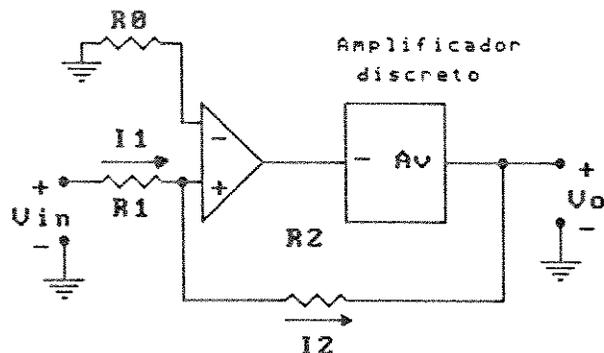


Figura 3.5 - Diagrama de blocos completo do amplificador de ganho 10, usando dois estágios de amplificação: um com um op-amp e outro com um amplificador discreto.

Analisando o circuito da Fig. 3.5, e considerando que a corrente de entrada do op-amp é desprezível e o ganho do conjunto (op-amp + amplificador de ganho A_v) é muito grande (de forma a fazer com que a tensão de entrada do op-amp seja aproximadamente zero para qualquer valor de tensão na saída), podemos escrever que:

$$-V_o - R_2 \cdot I_2 = 0 \quad (3.8)$$

$$V_{in} - R_1 \cdot I_1 = 0 \quad (3.9)$$

$$I_1 = I_2 \quad (3.10)$$

Substituindo (3.10) e (3.9) em (3.8), vem que:

$$V_o/V_{in} = -R_2/R_1 \quad (3.11)$$

Dessa forma, mesmo que o ganho do amplificador A_v não seja estável, podemos, através do ajuste dos resistores R_2 e R_1 , conseguir um ganho muito bem controlado para o conjunto, independentemente do desempenho desse amplificador. Não podemos esquecer, é claro, que se o ganho do amplificador discreto cair muito, poderemos atingir uma situação onde a excursão de saída do op-amp não seja suficiente para, associada ao ganho do amplificador discreto, fazer com que a saída chegue a ± 100 V. Para isso, devemos garantir que o ganho do amplificador discreto não caia abaixo de 10, pois assim estaríamos com uma boa margem de segurança em relação à saída do op-amp, que, alimentado com ± 15 volts, pode atingir cerca de ± 12 volts de excursão máxima.

O circuito completo do amplificador discreto é apresentado na Fig. 3.6. A principal diferença entre este circuito e o apresentado no diagrama simplificado é a inclusão de um circuito de proteção na saída (com os transistores T216, T219 e os resistores R222 e R223), além do capacitor C1, usado para compensar o sistema quando já realimentado com o op-amp. Foi também utilizado um estágio de saída em *darlington*, (incluindo proteção contra curto-circuito), formado pelos transistores T216 a T221. Isto foi necessário para aumentar o ganho de corrente do estágio de saída, já que os transistores escolhidos possuem ganho de corrente baixo. Como consequência, foi necessário incluir quatro diodos (T211 a T214) no circuito de polarização do estágio de saída, para garantir a operação desse estágio em classe AB.

O circuito completo do amplificador de ganho 10, incluindo o op-amp, é apresentado na Fig. 3.7. A alimentação do op-amp é retirada da fonte do amplificador principal, através de dois diodos zener de 15 V. O resistor R229 e o capacitor C209 são necessários para compensar o op-amp, um LM 125, para que este não oscile com a realimentação especificada. Os valores são os recomendados pelo fabricante. Os capacitores C208 e C207 são necessários para a compensação em frequência do

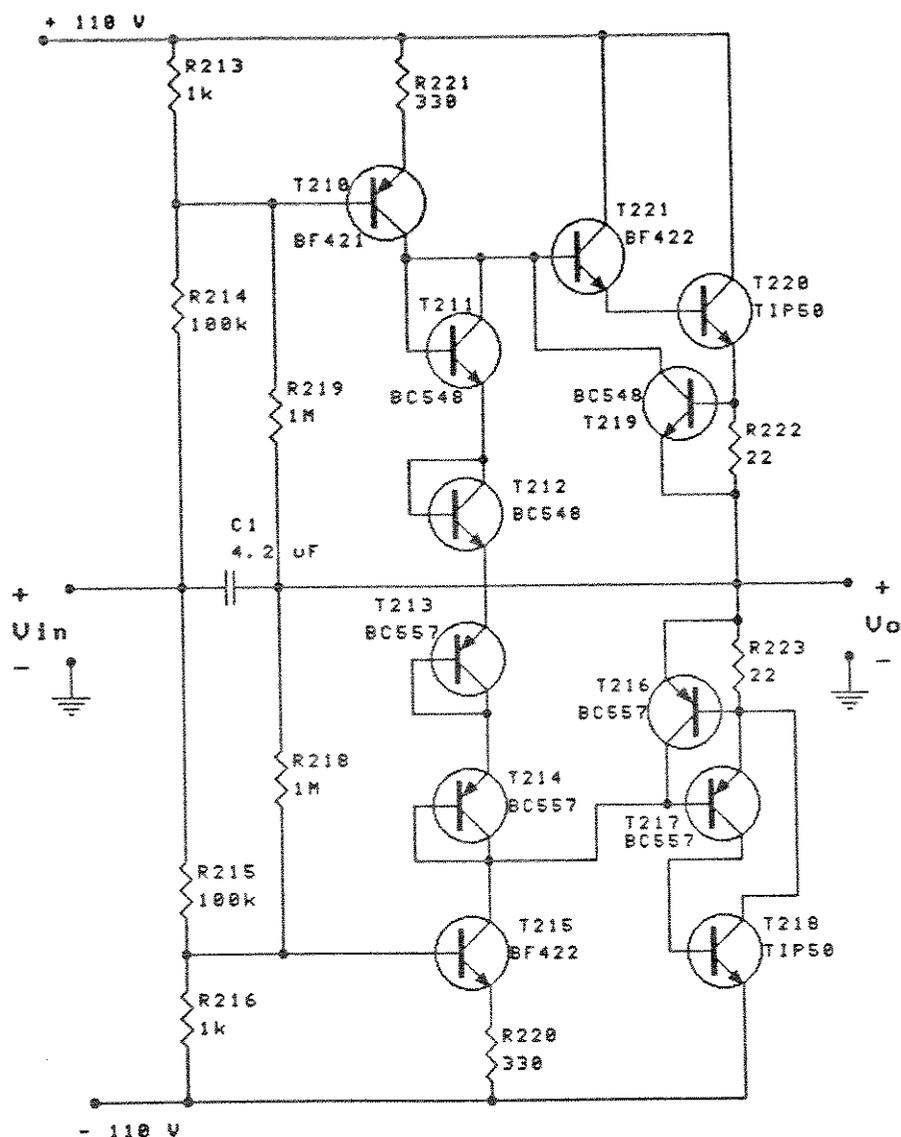


Figura 3.6 - Esquema elétrico completo do amplificador discreto utilizado na fonte controlada.

sistema completo que, sem estes capacitores de compensação, apresenta oscilações em alta frequência. O potenciômetro P202, de vinte voltas, é utilizado para ajustar o ganho do conjunto em exatamente 10.00, de forma que as tensões obtidas na saída sejam exatamente as tensões existentes na saída do amplificador de ganho unitário, multiplicadas por 10. Os capacitores C206 e C205 são para filtrar as saídas das fontes de alimentação de +/-110 V, diminuindo o ruído de alta frequência nas trilhas de circuito impresso de alimentação do amplificador.

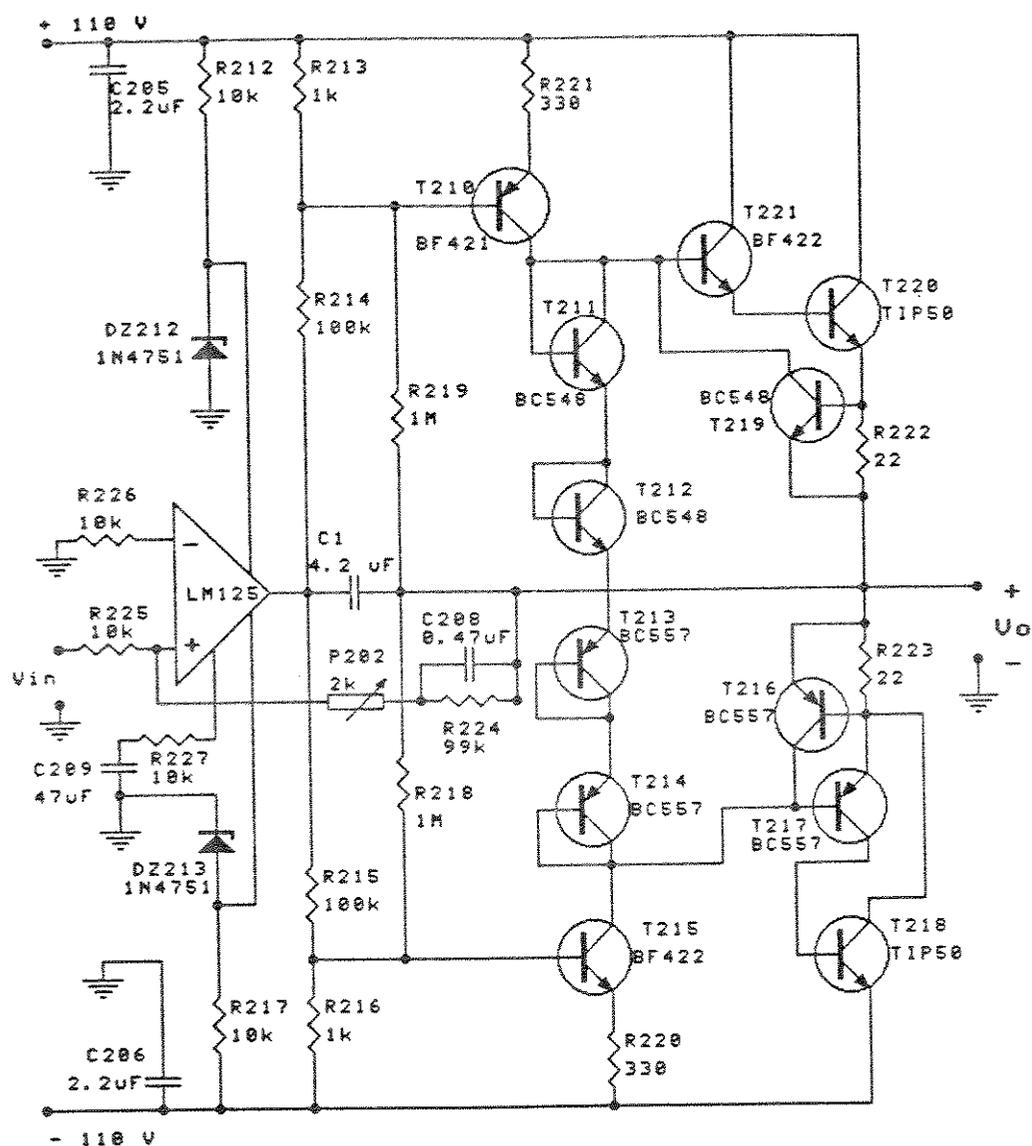


Figura 3.7 - Esquema elétrico do circuito completo do amplificador de ganho 10.

3.4 Fontes de alimentação

Como veremos no próximo capítulo, onde apresentamos os resultados de simulações em computador realizadas nos circuitos dos amplificadores, as fontes usadas para a polarização desses circuitos não necessitam possuir alta estabilidade, já que eles apresentam uma boa imunidade às variações das tensões de alimentação.

O circuito utilizado para alimentar o amplificador de saída da fonte é do tipo "regulador série". O circuito é absolutamente simétrico, sendo que a parte positiva e a parte negativa diferem apenas pelos tipos de transistores utilizados, NPN ou PNP. Foram utilizados dois secundários em um único transformador, visando diminuir o tamanho físico do circuito de alimentação. Por motivo de confiabilidade, decidimos utilizar duas pontes retificadoras, com quatro diodos cada, uma para cada parte do circuito (positiva e negativa).

O filtro na saída de cada uma das pontes é constituído por dois capacitores eletrolíticos, cada um de 100 uF, em paralelo, para obtermos um total de 200 uF, e por um capacitor de poliéster metalizado, de baixo valor (0,1 uF), para filtrar componentes de alta frequência.

O esquema básico do regulador é constituído por um transistor série, uma referência de tensão formada por diodos zener e um circuito de amostragem do sinal de saída e amplificação do sinal de erro, que atua diretamente no transistor regulador série. Foi também incorporado, para maior segurança, um limitador de corrente, já que, como as tensões envolvidas são muito altas (cerca de +/- 170 volts), o risco de se danificar os transistores de saída por excesso de potência era muito grande.

Na Fig. 3.8 apresentamos o circuito simplificado da fonte de tensão positiva.

O circuito de limitação de corrente é bem simples, constituído apenas por um transistor e um resistor (T204 e R202). O seu funcionamento é elementar, sendo baseado na condução do transistor T204, quando a tensão no resistor R202 atinge cerca de 500 mV. Com a condução de T204, sua corrente de coletor aumenta, fazendo com que a tensão na base do transistor regulador série diminua, diminuindo a tensão de saída.

Uma rede resistiva, formada por R203, P200 e R204, divide a tensão de saída e aplica esta amostra da tensão na base do transistor de controle, T203. O emissor do transistor de controle T203 é ligado em um diodo zener, apresentando, portanto, um valor fixo de tensão. Caso a tensão de saída da fonte aumente, a tensão na base do transistor de controle aumenta, fazendo com que sua corrente de coletor também aumente. O aumento da corrente de coletor faz com que a tensão na base do transistor série diminua, diminuindo, conseqüentemente, a tensão de saída da fonte, através de uma realimentação negativa.

A implementação do circuito final teve que apresentar algumas sofisticções, para que o desempenho final ficasse dentro do esperado. O circuito final utilizado é apresentado na Fig. 3.9. Como se pode observar, algumas modificações foram introduzidas, para que o circuito pudesse operar corretamente. Os transistores foram substituídos por pares *darlington* (para aumentar o ganho de corrente) e o diodo zener foi substituído por uma cadeia de diodos, para aumentar a sua capacidade de dissipação de potência. Para evitar oscilações em alta frequência, foi necessário introduzir um capacitor entre a base e o coletor do transistor T202.

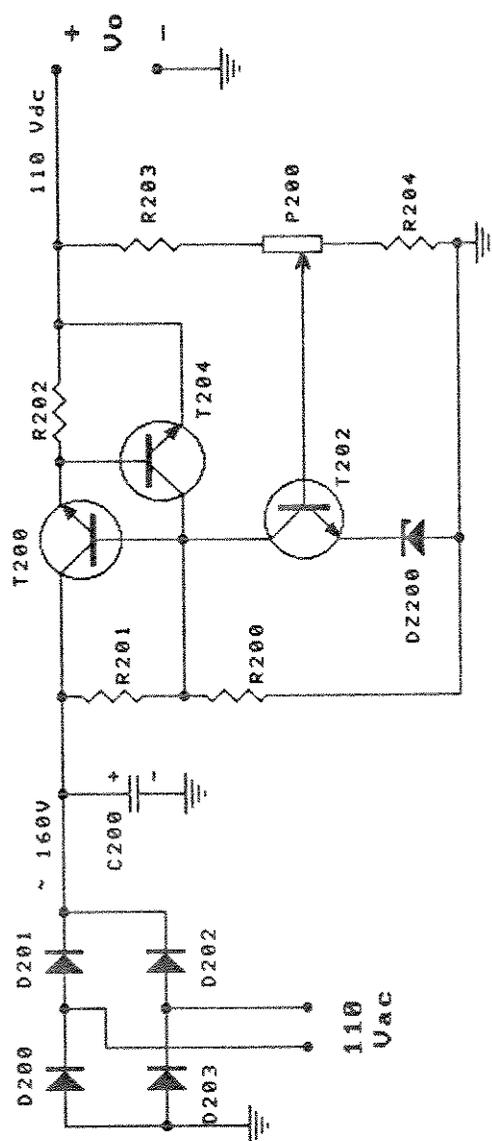


Figura 3.8 - Circuito básico da fonte de alimentação.

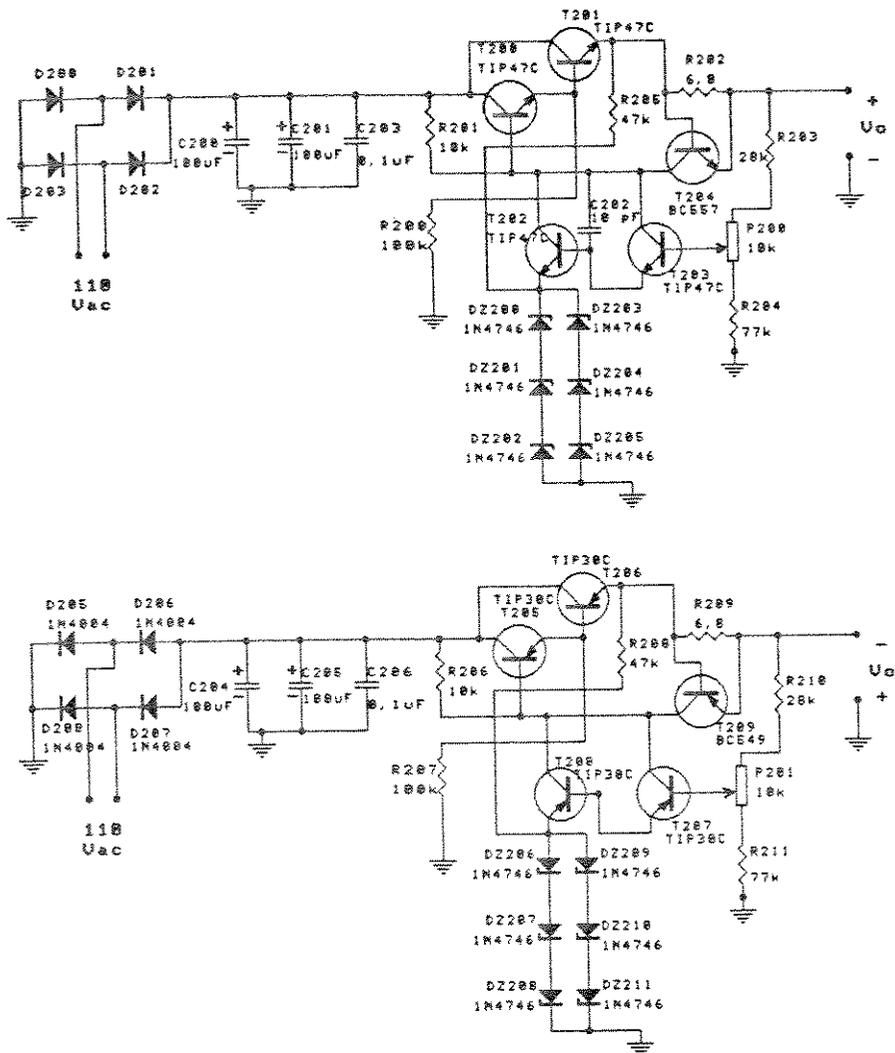


Figura 3.9 - Circuito completo da fonte de alimentação.

Nas tabelas 3.1 e 3.2 são apresentados os resultados medidos nos circuitos (saída positiva e saída negativa) da fonte de alimentação.

Os resultados mostram que dentro dos limites de operação do circuito (correntes de saída menores do que 30 mA) a tensão de saída é praticamente constante. Para verificar o funcionamento do circuito de limitação de corrente, forçamos correntes de até $\approx 100\text{mA}$. Pela tabela, podemos verificar que o circuito de proteção de corrente atua como esperado.

Vo (V)	Io (mA)	RL
110	0	00
109.9	10.99	10K
109.8	21.96	5K
109.8	32.94	3.33K
109.6	43.84	2.50K
109.6	54.80	2K
109.3	65.58	1.66K
109.3	76.51	1.43K
109.2	88.78	1.23K
106.2	106.20	1K
90.2	100.22	0.90K

Vo: Tensão de saída.

Io: Corrente de saída.

RL: Resistência de carga.

Tabela 3.1 - Resultados medidos na fonte de tensão positiva, com várias cargas na saída.

Vo(V)	Io(mA)	RL
-110	0	00
-109.9	-10.99	10K
-109.8	-21.96	5K
-109.8	-32.91	3.33K
-109.8	-43.92	2.50K
-109.7	-54.85	2K
-109.6	-65.76	1.66K
-109.5	-76.65	1.43K
-108.9	-88.51	1.23K
-103.8	-103.80	1K
-89.3	-100.33	0.89K

Vo: Tensão de saída.

Io: Corrente de saída.

RL: Resistência de carga.

Tabela 3.2 - Resultados medidos na fonte negativa, com várias cargas na saída.

Capítulo 4

Resultados Experimentais e Conclusões

4.1 - Simulações em Computador.

O primeiro passo na implementação da fonte controlada por microcomputador foi a verificação do funcionamento do bloco considerado por nós como o mais crítico, que é o amplificador de ganho 10, através da realização de simulações por computador.

Os outros blocos do sistema, de desempenho mais previsível, não foram simulados, tendo sido realizados diretamente na placa de circuito impresso, em versões de teste.

Somente após todos os circuitos terem operado corretamente individualmente, é que realizamos a montagem da fonte completa, com todos os circuitos apresentados neste trabalho.

Para o circuito do amplificador de ganho 10, foram realizadas várias simulações, visando obter um maior conhecimento do seu comportamento sob várias condições de operação. Para podermos analisar mais cuidadosamente o amplificador, além das simulações que fizemos do conjunto completo do amplificador (amplificador discreto + op-amp), também realizamos simulações do bloco do amplificador discreto separadamente - para verificarmos o seu desempenho isolado.

Para realizar as simulações foi utilizado o programa SPICE IIG6, que é disponível no sistema VAX da UNICAMP. As simulações do amplificador discreto isoladamente e do conjunto do amplificador completo foram feitas com os circuitos apresentados nas Figuras 4.1 e 4.2,

respectivamente, que foram os circuitos montados na versão final da fonte controlada. Os resultados obtidos nas simulações são apresentados a seguir.

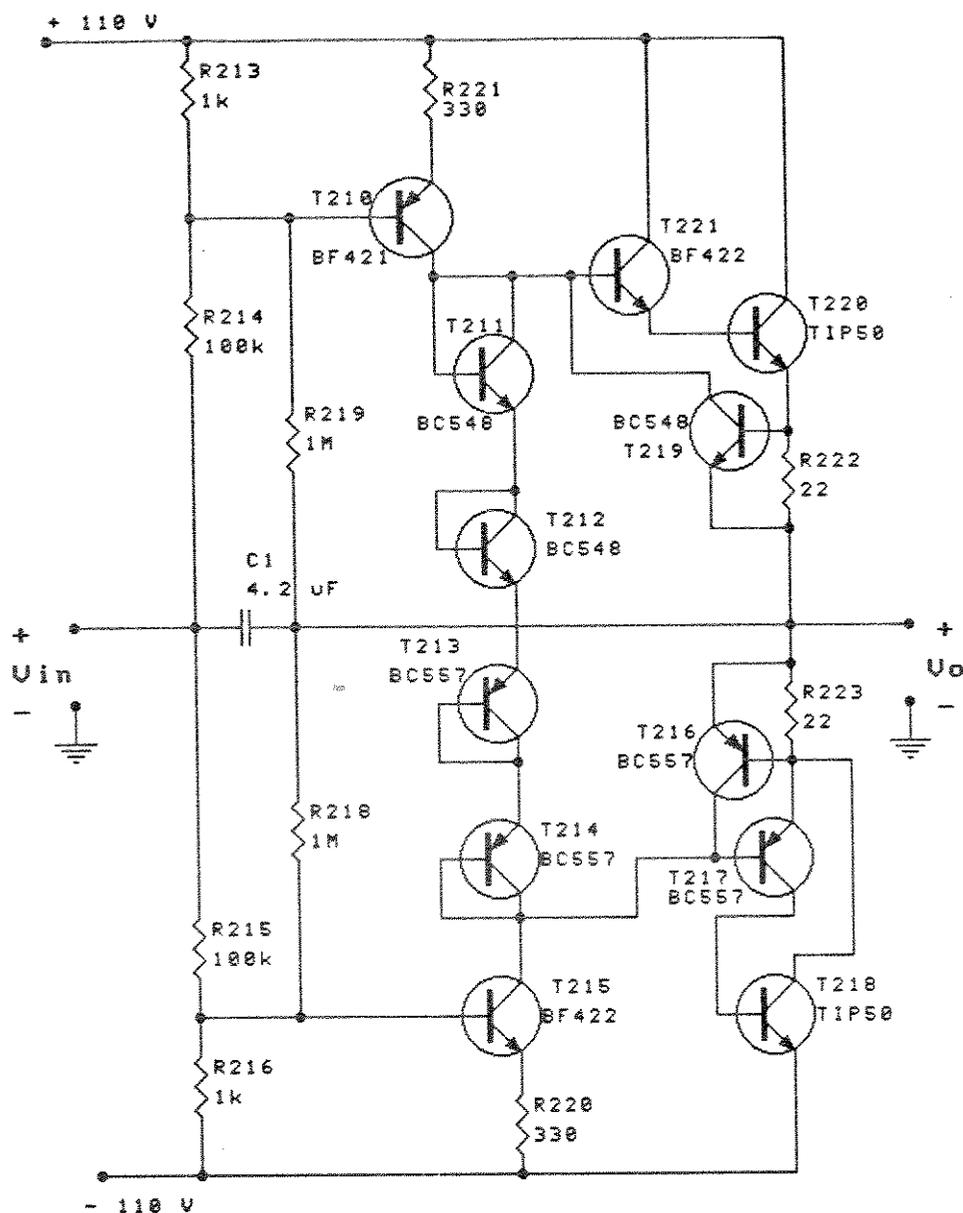


Figura 4.1 - Circuito do amplificador discreto usado para as simulações.

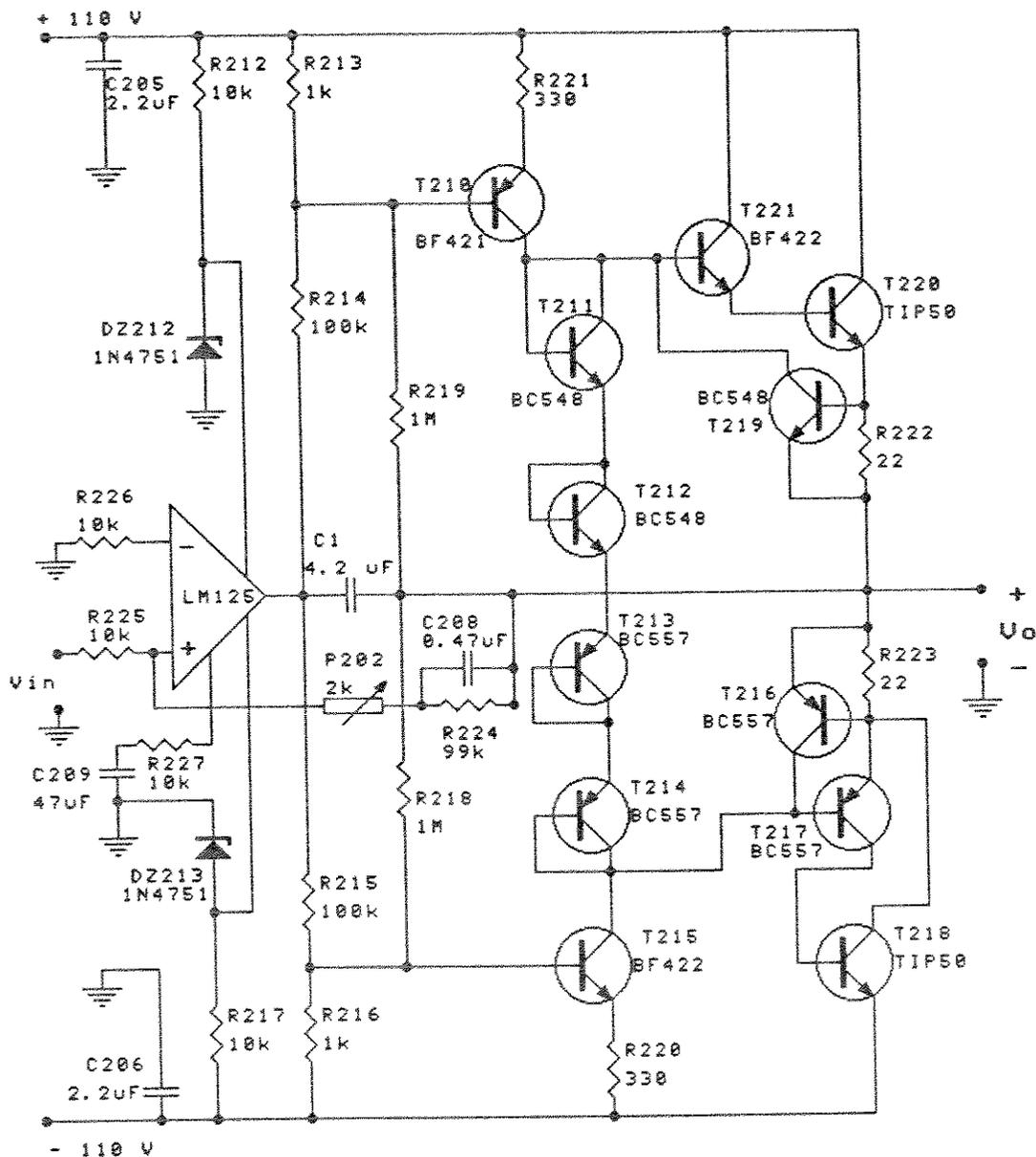


Figura 4.2 - Circuito Completo usado para simulação do amplificador de ganho 10.

Nas Tabelas 4.1 e 4.2 são apresentados os resultados das simulações feitas com tensões de polarização fixas (+/- 120 V), para o circuito do amplificador discreto, onde foram calculados as tensões de saída para vários valores de tensão de entrada, positivos e negativos.

```

DC TRANSFER CURVES          TEMPERATURE= 27.000 DEGREES C
*****
VIN          VOUT
0.000D+00    4.674D-12
5.000D-01    -4.982D+00
1.000D+00    -9.964D+00
1.500D+00    -1.495D+01
2.000D+00    -1.993D+01
2.500D+00    -2.491D+01
3.000D+00    -2.989D+01
3.500D+00    -3.487D+01
4.000D+00    -3.986D+01
4.500D+00    -4.484D+01
5.000D+00    -4.982D+01
5.500D+00    -5.480D+01
6.000D+00    -5.979D+01
6.500D+00    -6.477D+01
7.000D+00    -6.975D+01
7.500D+00    -7.473D+01
8.000D+00    -7.971D+01
8.500D+00    -8.470D+01
9.000D+00    -8.968D+01
9.500D+00    -9.466D+01
1.000D+01    -9.964D+01

```

JOB CONCLUDED

Tabela 4.1 - Tensão de saída (V_o) em função da tensão de entrada (V_{in}), para V_{in} positivo, com alimentação de +/- 120 V fixos.

DC TRANSFER CURVES TEMPERATURE= 27.000 DEGREES C

VIN	VOUT
0.000D+00	4.674D-12
-5.000D-01	4.982D+00
-1.000D+00	9.964D+00
-1.500D+00	1.495D+01
-2.000D+00	1.993D+01
-2.500D+00	2.491D+01
-3.000D+00	2.989D+01
-3.500D+00	3.487D+01
-4.000D+00	3.986D+01
-4.500D+00	4.484D+01
-5.000D+00	4.982D+01
-5.500D+00	5.480D+01
-6.000D+00	5.979D+01
-6.500D+00	6.477D+01
-7.000D+00	6.975D+01
-7.500D+00	7.473D+01
-8.000D+00	7.971D+01
-8.500D+00	8.470D+01
-9.000D+00	8.968D+01
-9.500D+00	9.466D+01
-1.000D+01	9.964D+01

JOB CONCLUDED

Tabela 4.2 - Tensão de saída (Vo) em função da tensão de entrada (Vin), para Vin negativo, com alimentação de +/- 120 V fixos.

Outra simulação realizada com o circuito do amplificador discreto foi a apresentada na Tabela 4.3, onde as tensões de alimentação foram variadas, simulando a presença de uma forte ondulação (ripple), causada por uma regulação baixa na fonte de alimentação do amplificador.

```

TRANSIENTE ANALYSIS          TEMPERATURE=  27.000 DEGREES C
*****

```

TIME	VCC	VOUT
0.000D+00	1.200D+02	-5.000D+01
1.500D-03	1.227D+02	-5.470D+01
3.000D-03	1.245D+02	-6.375D+01
4.500D-03	1.250D+02	-7.106D+01
6.000D-03	1.239D+02	-7.292D+01
7.500D-03	1.216D+02	-6.812D+01
9.000D-03	1.188D+02	-5.784D+01
1.050D-02	1.164D+02	-4.528D+01
1.200D-02	1.151D+02	-3.417D+01
1.350D-02	1.153D+02	-2.796D+01
1.500D-02	1.170D+02	-2.868D+01
1.650D-02	1.197D+02	-3.601D+01
1.800D-02	1.224D+02	-4.778D+01

Vin = 5 Volts

VCC = 120 + 5.SEN (2.π.60.t) Volts

Tabela 4.3 - Resultado da simulação realizada no amplificador discreto, com as fontes de tensão apresentando uma ondulação.

A principal conclusão que tiramos destes resultados de simulação é que, em nenhum momento, o ganho do amplificador discreto caiu muito abaixo de 10, que era uma condição básica para que o sistema completo, com o op-amp, pudesse operar normalmente. Como também previsto, o amplificador discreto apresenta uma série de não-linearidades no ganho e uma fraca regulação em relação às variações das fontes de alimentação, o que impossibilita a sua utilização diretamente como amplificador de ganho 10.

Uma vez verificado que o desempenho do amplificador discreto era adequado para o sistema, realizamos a simulação do amplificador de ganho 10 completo, usando, para o amplificador operacional, um macromodelo, como descrito na referência bibliográfica [10].

Na Tabela 4.4 é apresentado o resultado obtido na simulação do sistema completo, onde já está incluído o op-amp. Como se pode notar, o ganho da estrutura é altamente preciso, sendo que, na faixa inteira de operação, foi obtido um resultado onde a tensão de entrada foi multiplicada por exatamente 10.

Foi também realizada uma simulação do sistema completo, porém com as tensões de alimentação variando. Na tabela 4.5 apresentamos o resultado desta simulação.

Como se pode observar, o sistema completo é bastante imune às variações das fontes de alimentação, o que facilita bastante o projeto dos circuitos de fontes de alta tensão, que serão necessários para alimentar o sistema como um todo.

Após estas simulações, demos por encerrada a parte de projeto dos circuitos e iniciamos a montagem do protótipo completo, para que pudessemos fazer uma avaliação em laboratório de todas as características elétricas da fonte de tensão controlada.

DC TRANSFER CURVES

DC TRANSFER CURVES

*****:

VIN	VOUT
0.0000+00	4.6870-18
5.0000-01	-5.0000+00
1.0000+00	-1.0000+01
1.5000+00	-1.5000+01
2.0000+00	-2.0000+01
2.5000+00	-2.5000+01
3.0000+00	-3.0000+01
3.5000+00	-3.5000+01
4.0000+00	-4.0000+01
4.5000+00	-4.5000+01
5.0000+00	-5.0000+01
5.5000+00	-5.5000+01
6.0000+00	-6.0000+01
6.5000+00	-6.5000+01
7.0000+00	-7.0000+01
7.5000+00	-7.5000+01
8.0000+00	-8.0000+01
8.5000+00	-8.5000+01
9.0000+00	-9.0000+01
9.5000+00	-9.5000+01
1.0000+01	-1.0000+02

VIN	VOUT
0.0000+00	4.6870-18
-5.0000-01	5.0000+00
-1.0000+00	1.0000+01
-1.5000+00	1.5000+01
-2.0000+00	2.0000+01
-2.5000+00	2.5000+01
-3.0000+00	3.0000+01
-3.5000+00	3.5000+01
-4.0000+00	4.0000+01
-4.5000+00	4.5000+01
-5.0000+00	5.0000+01
-5.5000+00	5.5000+01
-6.0000+00	6.0000+01
-6.5000+00	6.5000+01
-7.0000+00	7.0000+01
-7.5000+00	7.5000+01
-8.0000+00	8.0000+01
-8.5000+00	8.5000+01
-9.0000+00	9.0000+01
-9.5000+00	9.5000+01
-1.0000+01	1.0000+02

JOB CONCLUDED

JOB CONCLUDED

TOTAL TIME 4.760

TOTAL TIME 4.760

Tabela 4.4 - Resultado obtido na simulação do sistema completo, incluindo o op-amp e o amplificador discreto.

TRANSIENTE ANALYSIS TEMPERATURE= 27.000 DEGREES C

TIME	VCC	VOUT
0.000D+00	1.200D+02	-5.000D+01
1.500D-03	1.227D+02	-5.000D+01
3.000D-03	1.245D+02	-5.001D+01
4.500D-03	1.250D+02	-5.001D+01
6.000D-03	1.239D+02	-5.000D+01
7.500D-03	1.216D+02	-5.000D+01
9.000D-03	1.188D+02	-5.000D+01
1.050D-02	1.164D+02	-5.000D+01
1.200D-02	1.151D+02	-5.001D+01
1.350D-02	1.153D+02	-5.001D+01
1.500D-02	1.170D+02	-5.000D+01
1.650D-02	1.197D+02	-5.000D+01
1.800D-02	1.224D+02	-5.000D+01

Vin = 5 Volts

VCC = 120 + 5.SEN (2. π .60.t) Volts

Tabela 4.5 - Simulação do sistema completo, com a tensão de alimentação variando, simulando uma ondulação (ripple) nas fontes de alta tensão.

4.2 - Resultados Experimentais

Realizamos a montagem de um protótipo completo da fonte de tensão controlada por microcomputador, utilizando uma placa padrão de Circuito Impresso. Todos os testes e montagens foram realizados no LED - Laboratório de Eletrônica e Dispositivos. O sistema não chegou a ser implementado em uma placa dedicada, mas não vemos nenhuma dificuldade para essa realização, caso venha ser necessário transformar esta fonte controlada em um produto que deva ser reproduzido em escala.

Embora a fonte tenha sido projetada para ser acoplada a um microcomputador, os testes foram realizados sem esta interligação, já que bastava simularmos a presença de um microcomputador externamente, através de circuitos digitais compatíveis com TTL.

No que se refere ao software necessário para controlar a fonte, embora não tenhamos dedicado nenhum esforço neste sentido, uma vez que o trabalho foi idealizado com ênfase em circuitos e instrumentação, acreditamos que toda a programação para controle da fonte possa ser realizada com muita facilidade, por qualquer pessoa que se interesse em utilizar o protótipo. Além disso, como a interface é muito simples, a fonte pode ser acoplada a qualquer microcomputador que possua um barramento de dados com pelo menos 8 bits, com níveis compatíveis com TTL.

Os principais testes realizados com o protótipo são descritos a seguir.

4.2.1 - Linearidade

A fonte de tensão controlada apresentou linearidade compatível com a do conversor D/A que gera os níveis de

tensão, ou seja, apresentou um erro menor do que $1/2$ LSB, em toda a faixa de operação.

4.2.2 - Regulação

A regulação medida entre as condições de plena carga e sem carga foi de 0,05%. Acreditamos que isso se deve ao fato de que, nas condições de plena carga - que ocorre com a fonte fornecendo ou drenando 30 mA -, o circuito de proteção, que será discutido a seguir, já começava a atuar, embora quase que imperceptivelmente.

4.2.3 - Proteção contra curto circuito

O circuito de proteção contra curto-circuito atuou perfeitamente, limitando a corrente máxima da fonte controlada em 30 mA, sendo que, nessas condições, os transistores de saída não queimam, já que, no pior caso, teremos uma dissipação de 6 watts sobre esses transistores, que são especificados para uma potência de até 30 Watts.

4.2.4 - Tempo de acomodação

O tempo de acomodação foi medido considerando que o sinal de saída ficasse dentro de 0.01% do valor final, após uma troca de palavra digital na entrada de controle da fonte. Nestas condições, o tempo mínimo que se obteve foi de cerca de 1 us. Como a fonte de tensão controlada foi projetada visando aplicações em que as tensões aplicadas são contínuas, este desempenho é muito bom para o sistema. Com este resultado, podemos usar a fonte, através de software adequado, como um gerador de funções, para sintetizar funções que possam ser programadas no microcomputador, se a frequência de operação for razoavelmente baixa.

4.2.5 - Ruído

Foram feitas medidas de ruído, de uma forma bem simples, medindo-se a amplitude do ruído na tela de um osciloscópio. Como era de se esperar, o pior desempenho da fonte, no que se refere a ruído, foi quando o amplificador de ganho 10 era utilizado no caminho do sinal. Nessas condições, ou seja, escalas maiores do que 20 V selecionadas, o sinal de saída apresentava um ruído considerável. O valor típico medido para a amplitude do ruído, com a fonte na escala de 100 V, que era a condição de pior caso, foi de 0,05 % do valor do sinal de saída da fonte.

Nestas condições, com cerca de 100 volts na saída da fonte, o ruído (50 mV pico a pico) era maior do que um passo da escala, que é de 25 mV.

4.2.6 - Tempo de aquecimento (*warm-up*)

Para que a fonte de tensão atingisse as especificações aqui apresentadas, e não mais apresentasse variações com o tempo, era necessário aguardar cerca de 30 minutos após ter sido ligada. Devemos observar que não faz muito sentido fazermos medida de deriva com a temperatura, uma vez que a fonte projetada é para ser usada em laboratórios, e, normalmente, esses equipamentos são especificados em uma faixa muito estreita de temperatura, tipicamente da ordem de +/- 2 graus °C.

4.3 - Conclusões

O trabalho realizado permitiu investigar em detalhes vários blocos muito utilizados em instrumentação eletrônica. O protótipo da fonte de tensão controlada por microcomputador que apresentou desempenho comparável à de versões importadas, de fabricantes de reconhecido renome internacional. Isso mostra que é bastante viável o projeto e confecção de sistemas de instrumentação de alto desempenho no país.

Um dos sérios problemas que enfrentamos foi a dificuldade de encontrar, no mercado nacional, componentes de alto desempenho.

Acreditamos que o protótipo possa ser reproduzido em escala, embora as suas características de ruído na escala de 100 V não permitam obter a resolução de 12 bits.

Uma sugestão para continuação deste trabalho seria a investigação mais detalhada do amplificador de saída, tanto para diminuir o ruído na escala de 100 V, como também para a exploração de aplicações em tensões mais altas, já que a estrutura da fonte permite este tipo de expansão.

Um produto muito interessante a ser desenvolvido, com base neste trabalho, seria a construção de uma fonte controlado por microcomputador, para medir dispositivos semicondutores de alta tensão (na faixa de alguns kV). Tal produto não existente nem mesmo no mercado internacional, sendo que os equipamentos existentes nos grandes fabricantes de semicondutores de potência, são projetados e fabricados sob encomenda.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1) Nashelsky, L. Boylestad, R.; "Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos", Editora Prentice-Hall do Brasil Ltda., 1984.
- 2) Milman, J., Halkias, C.C.; "Eletrônica Dispositivos e Circuitos", Vol. 2 McGraw-Hill, 1972.
- 3) Walston, J.A. Miller, J.R.; "Transistor Circuit Design", McGraw-Hill, 1963.
- 4) Nakhan, A.A. et al; "Computer-Controlled Regulated High-Voltage Suppler", Translated from Eksperimenta, P. T., Nº 4, pp. 150-152, July-August, 1985.
- 5) Kesmer, Don; "Monolithic Voltage", IEEE Spectrum April 1970; pp. 24 a 32.
- 6) Brokaw, A. Paul; Circuit Techniques for Monolithic DACS".
- 7) Taub, Herliert; "Eletrônica Digital".
- 8) The Engineering Staff of Analog Devices, "Analog-Digital Conversion Handbook".
- 9) Mello, L.F. Pereira de; "Projeto de Fonte Chaveada", 2ª Edição, 1988.
- 10) Boyle, G.R.; Macromodeling of Integrated Circuit Operational Amplifiers, IEEE Journal of Solid State Circuits, Dez. 1974.