

Gerador de Áudio com Filtros gm-C

Alexandre Simionovski

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Escola de Engenharia da UFRGS, Porto Alegre, RS, Brasil

Resumo — Este relatório descreve o desenvolvimento e a construção de um gerador de sinais de áudio senoidais utilizando um oscilador senoidal controlado por tensão baseado em filtros passa-baixa do tipo gm-C. São apresentadas as considerações em torno da filosofia de projeto, objetivos, detalhes de projeto e resultados finais obtidos.

Palavras-chave — Gerador de áudio, filtros gm-C.

I. INTRODUÇÃO

O aprendizado de eletrônica é facilitado através da experimentação prática de circuitos e dispositivos. Ainda que a tendência atual seja a utilização de simulação computacional como meio de experimentar o funcionamento de um dado circuito ou dispositivo, este procedimento longe está de eliminar completamente o trabalho de teste em bancada. Os simuladores presentemente disponíveis têm custo proporcional à sua precisão e confiabilidade, ao mesmo tempo em que exigem modelos especialmente preparados. A precisão obtida é resultado direto da perfeição com que os modelos utilizados reproduzem o comportamento real dos componentes. Ainda que dispositivos semicondutores na forma monolítica possam ser modelados e simulados com excelente precisão através do uso de um *design kit* especialmente fornecido pela empresa fabricante do circuito integrado (*foundry*), componentes discretos raramente têm seus modelos fornecidos pelos fabricantes. Da mesma forma, embora os circuitos monolíticos possam ser simulados levando-se em conta os diversos efeitos parasitas que ocorrem devido ao *lay-out* físico do circuito, as influências parasitas em montagens discretas oferecem dificuldades extraordinárias aos simuladores, pois sua previsão é dificultada pela diversidade das técnicas de montagem e pela dificuldade em modelá-las. Os circuitos em forma integrada¹ farão, forçosamente, parte de um circuito físico discreto. A experimentação prática em bancada, assim, não pode ser dispensada como meio de validar o funcionamento de um dado circuito efetivamente construído.

Entre os estudantes de eletrônica, tanto em nível técnico como em nível superior, existem aqueles que buscam aperfeiçoamento profissional através da experimentação doméstica, implementando laboratórios domésticos. Com isso, evitam o uso dos laboratórios existentes nas escolas, com suas inerentes restrições de disponibilidade. Por outro lado, a capacidade de dispor domesticamente de instrumentos de teste e medição é restrita entre os estudantes, em função

do custo significativo dos instrumentos comerciais em contraste com a usual restrição de recursos financeiros entre os estudantes. A construção doméstica de instrumentos de teste e medição é sempre uma alternativa ventilada entre os estudantes, que, embora possível, esbarra na eventual necessidade de certos componentes especiais e recursos mecânicos indisponíveis no âmbito doméstico.

Dentre os geradores de sinais de teste, necessários em uma bancada de experimentação, o gerador de sinais senoidais de baixa frequência (gerador de áudio) apresenta-se como praticamente indispensável, pois esse tipo de sinal é essencial para teste de diversos circuitos analógicos. Por outro lado, em sua implementação mais comum (oscilador em ponte de Wien), esse equipamento é de difícil montagem doméstica, em função da necessidade de um capacitor variável especial e de certa elaboração mecânica. As implementações propostas nas publicações orientadas à Eletrônica como *hobby* não são satisfatórias, em virtude da pouca estabilidade e da baixa qualidade do sinal gerado, problemas compartilhados também pelos geradores de função comerciais de relativo baixo custo, disponíveis no mercado nacional.

II. FILOSOFIA DE PROJETO

Tendo os diversos equipamentos comerciais como modelo, em virtude de apresentarem soluções já consagradas pelo uso, o presente trabalho propõe um circuito baseado em um oscilador de deslocamento de fase de três estágios, construídos com filtros gm-C controláveis por tensão, implementados com amplificadores operacionais de transcondutância variável (OTA). Essa topologia elimina a necessidade do capacitor variável mecânico, pois a sintonia dos filtros é feita variando-se a corrente de polarização dos OTA's através de uma tensão DC controlada através de um potenciômetro situado no painel do instrumento.

A faixa de frequências tipicamente coberta por um gerador de áudio comercial situa-se de 5 Hz a 500 kHz. Dado que a corrente de polarização dos OTA's utilizados pode variar amplamente, é possível obter-se uma faixa de variação de frequências de 100 : 1 em um único alcance. Com essa característica, e restringindo levemente a faixa a ser coberta às frequências contidas no intervalo de 10 Hz a 100 kHz, torna-se possível cobrir a faixa toda com apenas dois alcances.

São incorporados ao equipamento, um conversor senoidal / retangular e um amplificador de saída com atenuador calibrado e impedância de carga de 600 ohms, tendo em vista que esses recursos são encontrados nos geradores comerciais e ampliam a utilidade do equipamento.

Finalmente, o projeto é orientado no sentido de utilizar componentes de fácil aquisição, apresentar uma relação custo / complexidade / desempenho vantajosa e requerer uma montagem mecanicamente simplificada. O equipamento montado deve prover, ainda, figuras de distorção, estabilidade, precisão e qualidade suficientes para testes de bancada de média precisão.

III. DETALHAMENTO DO PROJETO

O diagrama de blocos do gerador é apresentado na fig. 1. Basicamente, o equipamento é composto de um oscilador senoidal controlado por tensão, um conversor senoidal/retangular, um amplificador de banda larga seguido de um atenuador selecionável entre 0 dB e -40 dB.

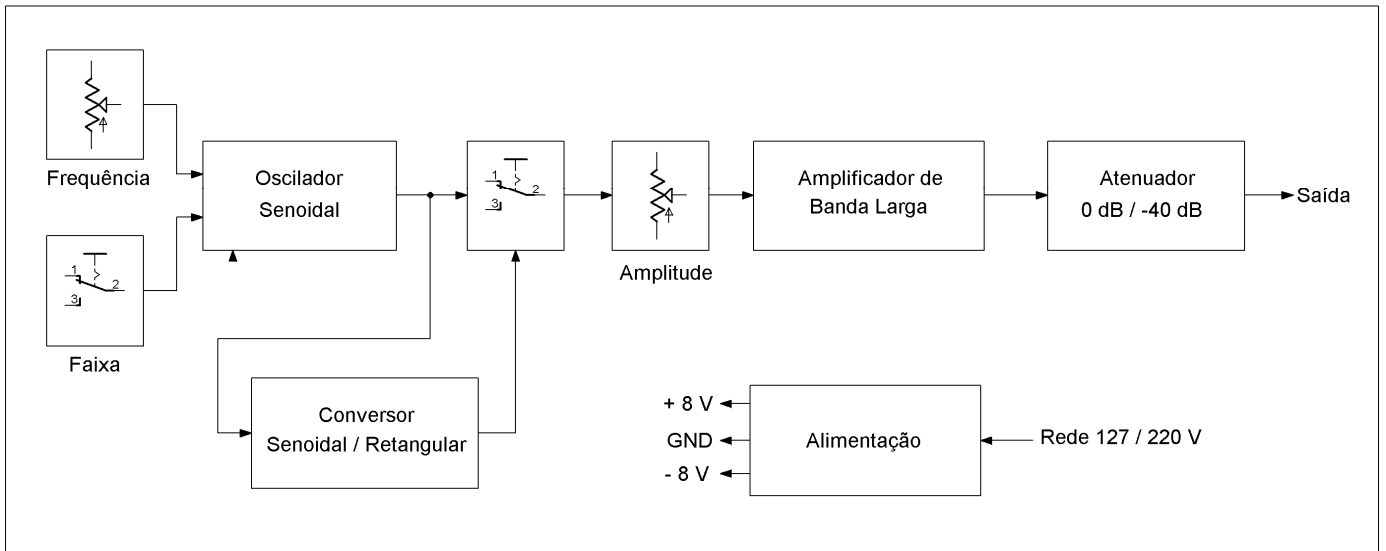


Fig. 1. Diagrama de Blocos.

A. Oscilador senoidal

O oscilador senoidal é construído utilizando-se filtros passa-baixas do tipo gm-C implementados com OTA's de transcondutância variável do tipo LM13600, conforme mostra a fig. 2. A transcondutância do LM13600 pode ser variada numa faixa de até 1000 : 1 controlando-se a corrente de polarização I_{ABC} .

No projeto, optou-se por variar a corrente I_{ABC} entre os valores típicos de 10 μA e 1 mA, de forma a variar a frequência de corte do filtro numa faixa de 1 : 100 . Para essa faixa de correntes, a transcondutância típica a 25°C indicada em [1] varia de 192 μS a 19200 μS .

O oscilador utiliza três filtros em série, realimentados através de um amplificador inversor. Dado que esse último introduz uma defasagem fixa de 180°, o critério de Barkhausen é satisfeito quando cada filtro acrescenta uma defasagem de 60° e o ganho de malha aberta é unitário.

A relação entre a frequência f_o de corte a -3dB e a frequência na qual a defasagem é 60° pode ser obtida a partir das funções de transferência em regime permanente de um filtro passa-baixas RC de 1 pólo :

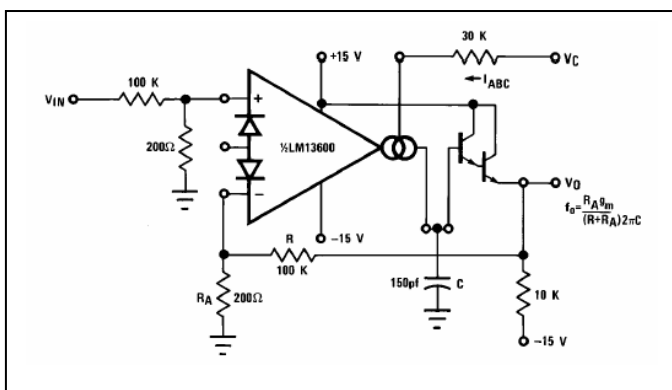


Fig. 2. Filtro Passa-Baixas gm-C

A frequência de corte do filtro é função direta da transcondutância do OTA, e vale :

$$f_o = gm * R_A / ((R + R_A) * 2 * \pi * C) \quad (1)$$

$$H(\omega) = 1 / (j\omega * R * C + 1) \quad (2)$$

$$\Theta(\omega) = - \arctg(\omega * R * C) \quad (3)$$

A frequência angular de corte ω_o a -3 dB é dada por :

$$\omega_o = 1 / (R * C) \quad (4)$$

Manipulando-se (4) em (2) e (3) obtém-se :

$$H(\omega) = 1 / (j\omega / \omega_o + 1) \quad (5)$$

$$\Theta(\omega) = - \arctg(\omega / \omega_o) \quad (6)$$

De (6) pode-se isolar ω em função de Θ :

$$\omega = \omega_o * tg (- \theta) \quad (7)$$

Dado que a defasagem em cada filtro deve ser de -60° , tem-se que a frequência de corte e a frequência de oscilação estão relacionadas entre si por :

$$f_o / f = \omega_o / \omega = 1 / tg 60^\circ \sim 0,577 \quad (8)$$

Levando-se em conta as recomendações do fabricante do LM13600 expressas em [1] , escolhe-se os resistores R e R_A nos valores respectivos de 100 k Ω e 220 Ω . Com esses valores e a faixa de transcondutância indicada , determina-se o valor do capacitor de integração C para as duas faixas de frequência desejadas conforme a tabela I :

TABELA I

VALOR DO CAPACITOR C EM FUNÇÃO DA FAIXA

Faixa de Frequências	Capacitor C
10 Hz a 1 kHz	10 nF
1 kHz a 100 kHz	100 pF

Com os valores escolhidos, torna-se necessário aumentar a faixa de variação da corrente I_{ABC} para 12 μA a 1,2 mA aproximadamente. Os valores finais são obtidos através de calibragem.

Os diagramas de blocos e esquemático do oscilador senoidal são mostrados na fig. 3 e na fig. 4, respectivamente. Os três filtros gm-C e o amplificador de ganho variável perfazem um oscilador por deslocamento de fase. A frequência de oscilação é função da corrente de polarização enviada ao OTA de cada filtro. Essa corrente é fornecida por um conversor tensão / corrente construído com um amplificador operacional. A corrente de saída desse conversor é controlada por uma tensão, ajustada por um potenciômetro existente no painel do instrumento. Emprega-se um potenciômetro logarítmico, a fim de distribuir mais homogeneamente as frequências no mostrador do aparelho.

Os valores mínimo e máximo da tensão de controle podem ser ajustados individualmente de forma a permitir a calibração do aparelho, após a montagem. A saída do conversor tensão / corrente é ligada simultaneamente aos três OTA's, cujos pinos de polarização são conectados em paralelo através de resistores de equalização. É interessante observar que, ao contrário dos equipamentos que adotam soluções econômicas, onde a frequência central de uma ponte de Wien é ajustada utilizando-se um potenciômetro duplo, não há circulação do sinal gerado através do potenciômetro. Dessa forma, o desgaste do potenciômetro pouco influencia no desempenho do gerador, pois os ruídos provenientes do deslizamento do cursor do potenciômetro, que se intensificam com o uso, podem ser praticamente eliminados por filtragem.

A transcondutância dos OTA's é variável em função da temperatura, variando cerca de -3700 ppm / $^\circ C$. Com isso, a frequência de corte dos filtros e, por conseguinte, a frequência de oscilação do oscilador, é variável em função da temperatura. A fim de estabilizar o funcionamento do

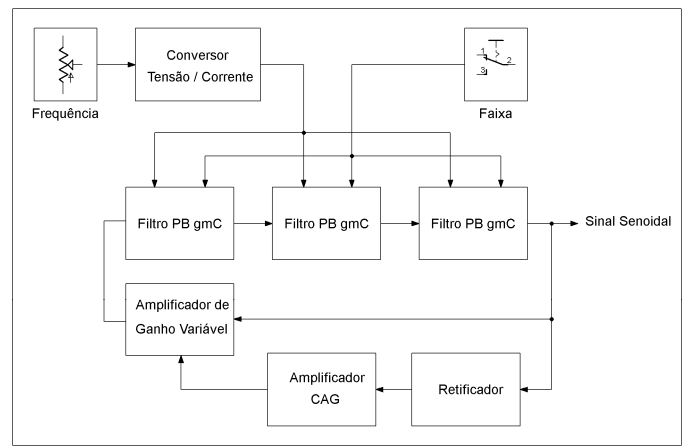


Fig. 3. Diagrama de Blocos do Oscilador Senoidal.

oscilador, um termistor NTC foi incluído na rede divisora associada ao potenciômetro de ajuste de frequência. Fazendo-se a corrente de polarização I_{ABC} variar com um coeficiente térmico de $+ 3700$ ppm / $^\circ C$ obtém-se um funcionamento praticamente independente da temperatura. O NTC foi afixado sobre o corpo de um dos LM13600, permitindo uma realimentação térmica eficiente.

A fim de manter constante a amplitude do sinal senoidal gerado, um circuito de controle automático de ganho (CAG) ajusta o ganho do amplificador inversor de ganho variável. Um retificador extrai um valor DC correspondente à amplitude do sinal gerado, cujo valor é comparado com uma referência. Do resultado dessa comparação é gerado um sinal de corrente que controla o ganho do amplificador de ganho variável, também construído com um OTA.

A distorção harmônica total presente no sinal gerado é reduzida, uma vez que a operação do circuito é essencialmente linear. A maior parte da distorção é introduzida pelo amplificador de ganho variável. Os OTA's presentes no LM13600 são dispositivos relativamente ruidosos; descobriu-se que o nível total de ruído, presente no sinal de saída poderia ser minimizado reduzindo-se o ganho necessário no amplificador de ganho variável. Isso implica em levar o estágio de entrada do OTA para além da faixa de operação linear, de forma que o sinal de saída do amplificador de ganho variável contém uma parcela significativa de distorção de terceira ordem que, à medida que o sinal passa através dos filtros, vai sendo eliminada. A distorção é proporcional ao nível de saída ajustado pelo laço de CAG, mas, para uma amplitude de até 1,5 Vpp, mantém-se praticamente constante em um valor abaixo de 0,5% . Por segurança, a amplitude do sinal gerado pelo oscilador é mantida em aproximadamente 1,0 Vpp, através do ajuste interno da tensão de referência do circuito de CAG.

Como o laço de realimentação através dos filtros e do amplificador de ganho variável é feito na forma de acoplamento direto DC, a entrada do amplificador de ganho variável recebe o desbalanço DC de todos os filtros. Como resultado, o sinal de saída do amplificador de ganho controlado pode excursionar de forma assimétrica em

torno do GND, o que acarreta um aumento na distorção do sinal senoidal gerado. Um ajuste de balanço, à entrada do amplificador, ajusta a simetria na saída e reduzir a distorção do sinal senoidal. Não obstante, o sinal gerado é livre de imperfeições e descontinuidades inerentes ao sinal senoidal gerado por geradores de função.

Com o intuito de simplificar o chaveamento dos capacitores de integração, bem como minimizar capacitâncias parasitas e a captação de interferências, optou-se por usar comutação eletrônica com diodos. Para esse fim, os capacitores de 100 pF ficam permanentemente conectados ao circuito, enquanto os capacitores de 10 nF são colocados ou retirados conforme a faixa selecionada.

As capacitâncias parasitas fazem com que a máxima frequência da faixa mais alta seja algo inferior à da faixa mais baixa. Para corrigir esse efeito, sem a necessidade de recorrer a capacitores com valores não-usuais ou associações, optou-se por corrigir apenas um dos filtros para uma frequência de corte um pouco mais alta. Por essa razão, o primeiro filtro utiliza um capacitor de integração de 82 pF. Com essa correção, não se notou diferença significativa no rastreo entre as duas faixas, já que a presença dos capacitores de 82 pF / 100 pF influencia a capacitância total em apenas 1%.

B. Conversor senoidal / retangular

O conversor senoidal / retangular, cujo diagrama esquemático é mostrado na fig. 5, é composto de um amplificador diferencial realimentado positivamente em configuração tipo *Schmitt-trigger*, utilizando dois transistores discretos do tipo BC548. Ainda que fosse possível utilizar um comparador de tensão em circuito integrado, a escolha de um circuito discreto deve-se a dois fatores :

- Com a escolha criteriosa dos componentes, torna-se fácil obter velocidades de chaveamento elevadas, o que se traduz em uma onda retangular com rápidos tempos de subida e descida sem a necessidade de utilizar comparadores integrados de alta velocidade, às vezes de difícil aquisição;
- O consumo de corrente é praticamente constante e independente do estado lógico da saída, o que minimiza o ruído introduzido na linha de alimentação, reduzindo as necessidades de desacoplamento.

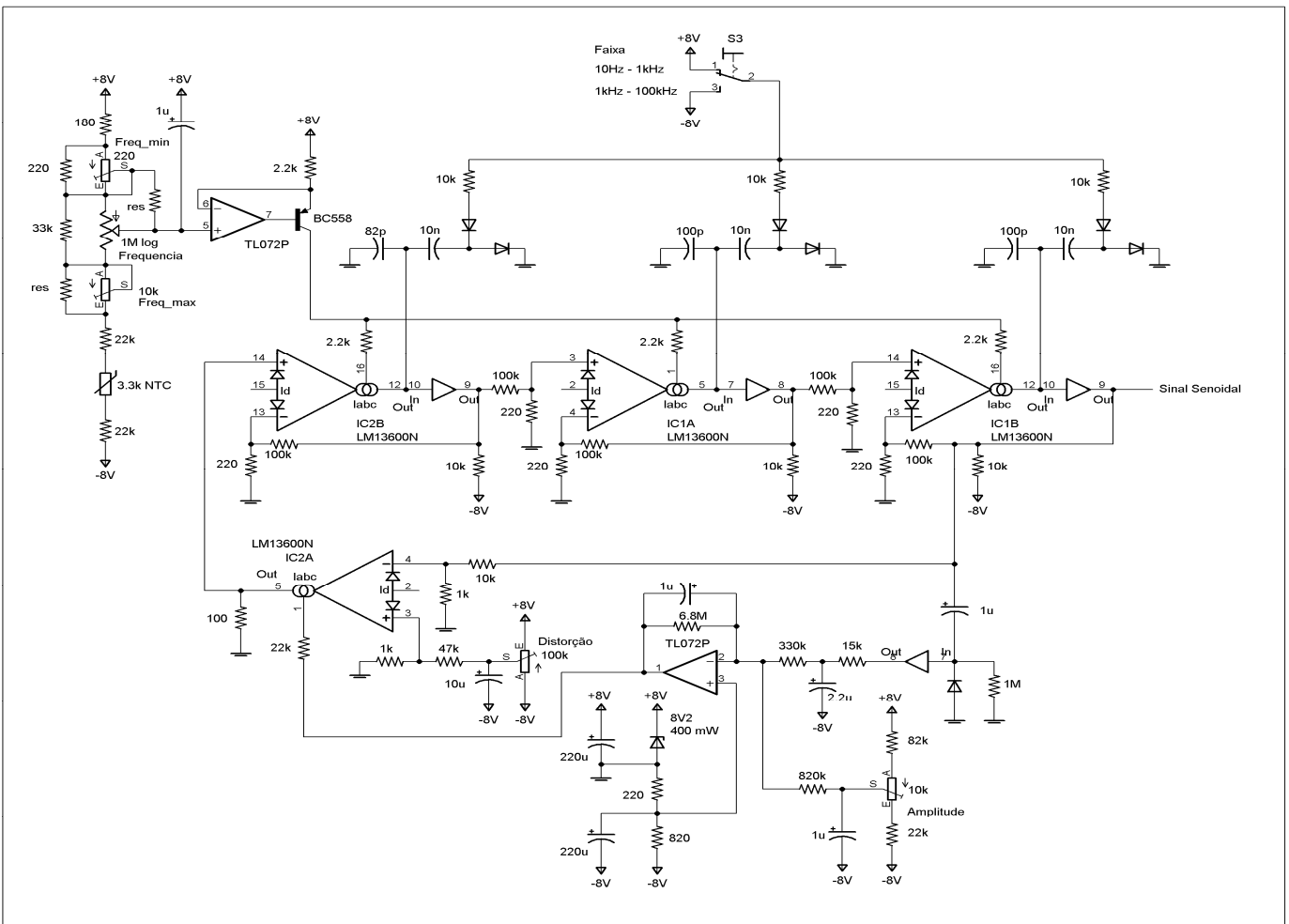


Fig. 4. Diagrama Esquemático do Oscilador Senoidal

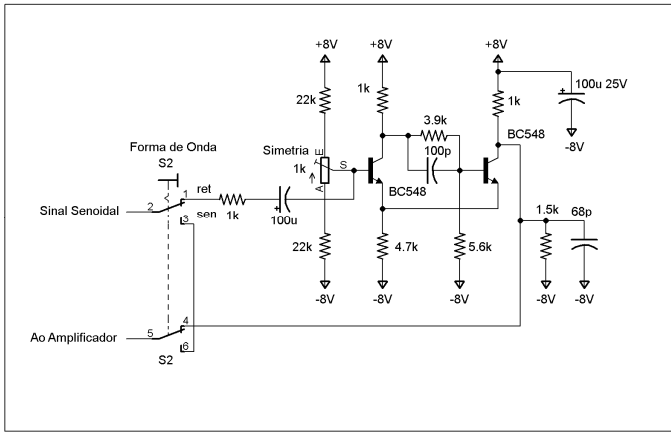


Fig. 5. Diagrama Esquemático do Conversor Senoidal / Retangular.

O circuito é tradicional, contando com um capacitor de aceleração na rede de realimentação. A histerese escolhida foi de apenas 0,5 V. Os transistores BC548 foram escolhidos devido à sua abundância no mercado. Devido à capacitância coletor-base do BC 548 ser algo elevada, o capacitor de aceleração induz um pequeno pico espúrio (*overshoot*) no sinal retangular. A fim de eliminar essa imperfeição, um pequeno capacitor de compensação é adicionado ao coletor do transistor de saída do conversor. O uso de transistores para chaveamento rápido (2N2369), com capacitâncias intereletródicas menores, tornaria o capacitor de compensação desnecessário e diminuiria ainda mais os tempos de subida e descida da onda retangular.

Como a histerese do conversor é relativamente pequena, torna-se necessário ajustar a polarização do transistor de entrada com certa precisão, inatingível apenas com o uso de resistores fixos com tolerância de 5%. A fim de se obter uma onda retangular com ciclo ativo de 50% na saída, existe um ajuste interno que varia a tensão de polarização do transistor de entrada. A estabilidade do circuito é muito boa, não se observando variações notáveis no ciclo ativo com a temperatura ou com a frequência.

A impedância de entrada do conversor não é constante,

pois depende de qual transistor está conduzindo a cada momento. Isso acarreta o aparecimento de pequenas imperfeições no sinal senoidal nos pontos de chaveamento do *Schmitt-trigger*, que se tornam mais evidentes à medida que a frequência do sinal é mais elevada. Para evitar que essas imperfeições prejudiquem o sinal de saída do gerador, o conversor é desconectado do oscilador quando à saída do gerador se seleciona o sinal senoidal. A amplitude do sinal retangular gerado é de aproximadamente 1,0 Vpp.

C. Amplificador de saída

O sinal de saída do gerador é fornecido por um amplificador de saída de banda larga, capaz de amplificar os sinais gerados internamente até a amplitude de 9 Vpp, com uma impedância de saída suficiente para acionar uma carga de 600 ohms. O diagrama esquemático é mostrado na fig. 6.

A forma de onda a ser amplificada, selecionada por uma chave, é aplicada a um potenciômetro, acessível no painel frontal do aparelho, cuja finalidade é a de permitir o ajuste da amplitude de saída. Esse potenciômetro é desacoplado por dois capacitores que bloqueiam a circulação de qualquer corrente DC, evitando o desgaste prematuro da pista resistiva e o inevitável ruído associado que apareceria ao se efetuar um ajuste de amplitude.

O amplificador utiliza os transistores BC548 e BC558, novamente, por sua ampla disponibilidade. Um estágio de entrada diferencial aciona um transistor driver, que, por sua vez, aciona um estágio seguidor de emissor em simetria complementar. Esse último estágio opera em classe A, com uma corrente quiescente de cerca de 30 mA, com o que se obtém uma baixa distorção harmônica e uma distorção por cruzamento virtualmente nula. A estabilidade térmica do par complementar é assegurada pelos resistores de emissor. O ganho em malha aberta do amplificador de saída é de cerca de 78 dB.

O sinal amplificado é realimentado ao par diferencial de entrada através de uma rede resistiva que ajusta o ganho em malha fechada para 19 dB. Com o intuito de obter a máxima resposta em frequência possível, condizente com os transistores utilizados, foi empregada compensação em avanço de fase, efetuada por um pequeno capacitor em paralelo com um dos resistores de realimentação.

A resposta em frequência do amplificador é suficiente para a obtenção de uma onda quadrada com 150 ns de tempo de subida ou descida.

À saída do amplificador tem-se um conjunto de resistores selecionáveis através de uma chave de duas posições, formando um atenuador de saída. Na posição correspondente a 0 dB de atenuação, os resistores são configurados para ficarem em série com a saída do amplificador, ajustando sua

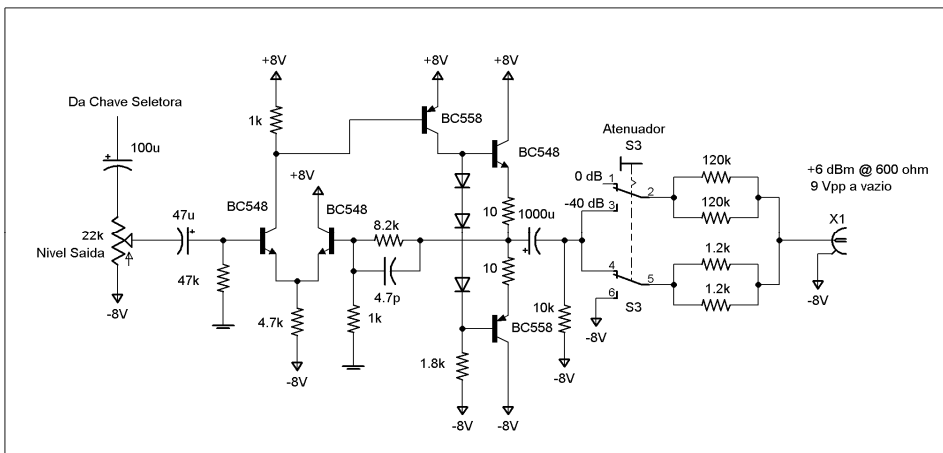


Fig. 6. Diagrama Esquemático do amplificador de Saída.

impedância de saída para 600 ohms. Na posição correspondente a -40 dB, os resistores formam um atenuador de 100 X, mantendo a impedância de saída também em 600 ohms. Com o uso combinado do potenciômetro de ajuste de nível de saída e do atenuador fixo, pode-se facilmente ajustar a amplitude a vazio, para qualquer valor entre 100 μ Vpp e 9,0 Vpp.

D. Fonte de alimentação

O gerador é alimentado a partir da rede elétrica domiciliar em 127 V / 220 V. O diagrama da fonte de alimentação é mostrado na fig. 7. A alimentação dos LM13600 e do TL072 é feita com duas tensões simétricas e reguladas em +8,2 V e -8,2 V. Um transformador de força rebaixa a tensão da rede para 20 V rms. Essa tensão é retificada por uma ponte de quatro diodos e filtrada por um capacitor eletrolítico de 470 μ F.

Com o intuito de simplificar o circuito regulador, utilizou-se um único regulador LM317 ajustando-se sua tensão de saída em 16,4 V. A divisão dessa tensão em duas

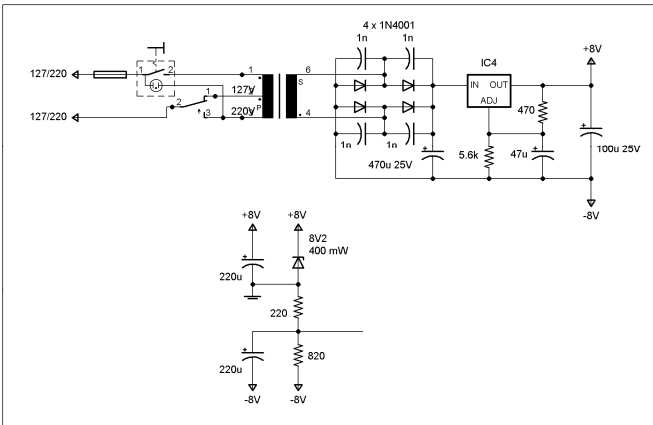


Fig. 7. Diagrama Esquemático da Fonte de Alimentação.

partes iguais é feita através de um diodo zener de 8,2 V, polarizado através de uma rede resistiva de baixo valor. O ponto médio, correspondente ao terminal GND da fonte, é obtido no catodo do diodo zener, devidamente desacoplado por um capacitor eletrolítico de 220 μ F. A divisão entre as tensões positiva e negativa é afetada, em pequenas proporções, pela estabilidade da queda de tensão sobre o diodo zener, que é função da corrente que o atravessa e da temperatura. Para deixar a corrente através do zener essencialmente constante, somente são retornados ao GND os pontos do circuito cujas correntes são pequenas e relativamente constantes, ligando-se as cargas que consomem correntes apreciáveis entre as linhas de + 8,2 V e - 8,2 V.

IV. MONTAGEM FINAL

O gerador foi montado usando-se como gabinete uma caixa marca PATOLA PB-209, facilmente encontrada nas lojas do ramo. A montagem do circuito foi feita sobre uma única placa de circuito impresso, que contém todos os componentes, exceto os dois potenciômetros de ajuste de

nível e frequência, o transformador de força e os componentes da entrada de rede elétrica : a chave geral, a chave seletora de tensões e o porta-fusível.

A fim de conferir rigidez à montagem, há uma placa metálica que une mecanicamente os painéis plásticos dianteiro e traseiro, sobre a qual é montada a placa de circuito impresso. O circuito revelou-se um tanto quanto sensível à captação de interferências de 60Hz provenientes da rede elétrica. Para minimizar essas interferências, a placa metálica é conectada ao lado negativo da fonte de alimentação. Uma blindagem adicional, feita de alumínio fino, cobre a parte superior e as laterais da placa de circuito impresso, deixando-o completamente fechado. Essa blindagem possui furos que permitem o acesso aos ajustes internos do equipamento, de forma a permitir sua calibração sem a necessidade de ser removida.

As artes dos painéis frontal e posterior foram feitas utilizando-se os programas AutoCAD e CorelDrawn, posteriormente impressas em papel adesivo e cobertas com folha plástica adesiva. Ainda que não seja uma solução profissional, é perfeitamente aceitável para fins amadorísticos e demonstra possuir boa durabilidade, com a vantagem de poderem ser facilmente substituídas em caso de dano. As figuras 8 e 9 mostram a aparência externa e interna do gerador. O diagrama esquemático completo pode ser visto no Anexo I.



Fig. 8. Aspecto Externo do Gerador.

V. CALIBRAÇÃO

Após a montagem do equipamento, procedeu-se à calibração do mesmo, através dos ajustes internos. Os ajustes devem ser feitos após cerca de 20 minutos de pré-aquecimento, a fim de estabilizar o gerador. Ajusta-se primeiro a amplitude da saída senoidal para 9,0 Vpp aproximadamente; em seguida, ajusta-se as frequências mínima e máxima para que os valores de 1 kHz e 100 kHz coincidam com as marcações no mostrador. Os ajustes de frequência interagem entre si, de forma que devem ser repetidos até que o dial corresponda às frequências extremas. Concluído o ajuste, retoca-se a amplitude senoidal para que essa corresponda, à frequência de 1 kHz,

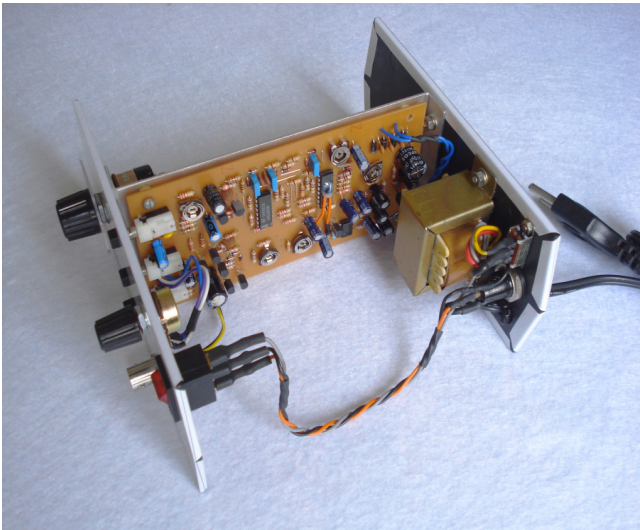


Fig. 9. Vista Interna do Gerador Sem a Blindagem .

ao valor indicado anteriormente. Pode-se, então, confirmar a coincidência numérica das frequências nas duas faixas, que devem estar dentro de uma tolerância de +/- 10% uma da outra.

Confirmado o funcionamento do oscilador senoidal, pode-se ajustar a distorção da onda senoidal, atuando-se no ajuste correspondente, à frequência de 1 kHz. Para esse

ajuste ser efetuado domesticamente, sem a utilização de um analisador de distorção, pode-se utilizar um osciloscópio e uma rede RC passa-altas com três células com $R = 5,6 \text{ k}\Omega$ e $C = 10 \text{ nF}$. Aplica-se o sinal do gerador à entrada da rede RC e, utilizando-se o osciloscópio no modo X-Y, traça-se a figura de Lissajous monitorando-se os sinais de entrada e saída da rede RC. Ajusta-se a frequência do gerador em torno de 1 kHz ($f_{\text{teórica}} = 1,160 \text{ kHz}$) até formar uma linha inclinada, indicando uma defasagem de 180° entre os sinais monitorados. Atuando-se no ajuste de distorção, deve-se procurar deixar a linha inclinada o mais retilínea possível, distribuindo-se eventuais imperfeições de forma simétrica.

O último ajuste a ser feito é o de simetria da onda retangular. Selecionando-se esse sinal à saída, atua-se sobre o ajuste para que a onda apresente ciclo ativo de 50% à frequência de 1 kHz.

VI. RESULTADOS

Após a calibração do equipamento, procedeu-se à avaliação do desempenho do mesmo, a fim de confirmar as figuras de mérito verificadas durante a fase de projeto. Os resultados, apresentados na Tabela II, mantiveram-se dentro do esperado para a classe pretendida para o equipamento.

TABELA II
RESULTADOS OBTIDOS COM O PROTÓTIPO

Parâmetro	Resultado Obtido
Amplitude do sinal senoidal	9,0 Vpp a 1 kHz, sem carga (+ 6 dBm @ 600 ohms)
Estabilidade da amplitude do sinal senoidal	Variação menor que +/- 2 % de 10 Hz a 100 kHz
Amplitude do sinal retangular	9 Vpp +/- 10 % sem carga
Tempos de subida e descida da onda retangular	Tip. 150 ns
Ciclo ativo do sinal retangular	Tip 50% a 1 kHz, 50% +/- 5% de 10 Hz a 100 kHz
Impedância de saída	600 ohms +/- 5 %
Tempo de aquecimento para estabilização de frequência	Ca. 5 minutos para 0,1 % do valor final
Tempo para estabilização após mudança de faixa / frequência	Ca. 30 segundos para 0,1 % do valor final
Tempo para estabilização após mudança de forma de onda	Ca. 15 segundos
Variação de frequência com a temperatura ambiente	- 0,1% / °C
Relação sinal / ruído na saída	38 dB mín a 100 kHz ;
Distorção harmônica total no sinal senoidal	< 0,5 % em toda a faixa ; ausência de distorção de <i>cross-over</i> e descontinuidades
Consumo de energia	< 5 W

VII. CONCLUSÃO

Com a o projeto e a montagem do gerador proposto nesse relatório, conclui-se que o uso de amplificadores de transcondutância variável permite a construção econômica de um oscilador senoidal de bancada. O uso criterioso de componentes tradicionais e de baixo custo permite a obtenção de resultados com excelente relação custo / complexidade / desempenho.

O equipamento apresentado demonstra qualidade suficiente para figurar em posição intermediária entre os equipamentos comerciais de baixo custo e os equipamentos profissionais de alto desempenho, satisfazendo as exigências do trabalho normal de bancada.

Finalmente, a simplicidade do circuito, aliada ao uso de componentes de fácil aquisição e à montagem mecânica

simplificada possibilitam a construção do equipamento, em âmbito doméstico, pelos alunos dos cursos técnico e superior, sem maiores dificuldades.

REFERÊNCIAS

- [1] Data Sheet for LM13600 Dual Operational Transconductance Amplifier with Linearizing Diodes an Buffer, National Semiconductor Corp., Santa Clara, CA, 1995.
- [2] Data Sheet for TL072 Low Noise JFET-Input Dual Operational Amplifier, Texas Instruments Inc, Dallas, TX, 1983
- [3] Millman, J.; Halkias, C. C. *Integrated Electronics*; McGraw-Hill Kogakusha, Ltd : Tokyo, 1972.
- [4] Gray, P. E.; Searle, C. L. *Electronic Principles*; John Wiley and Sons : New York, 1969.
- [5] Millman, J ; Taub, H.. *Pulse, Digital and Switching Waveforms*; MCGraw-Hill Book Co : New York, 1965.

ANEXO I – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO COMPLETO

