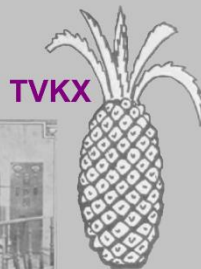


antenna

ELETRÔNICA - SOM - TELECOMUNICAÇÕES



Conheça a História de Antenna

Montagens:

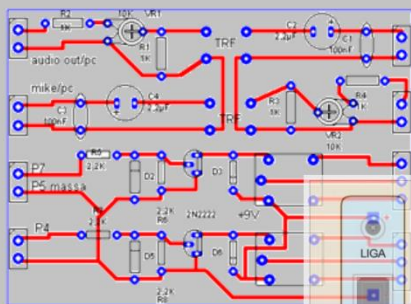
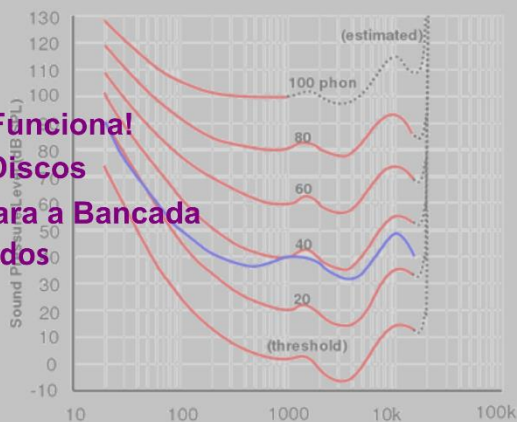
Interface Para a Faixa do Cidadão

Um Controle de Loudness Que Funciona!

Equalizadores RIAA Para Toca-Discos

Fonte de Alimentação Versátil Para a Bancada

Amplificador Para Fones - Resultados



Caixas Acústicas e Alto-Falantes

O Som do Cinema - Parte III

Aquela Fonte Antiga Estragou Ou Ficou Obsoleta? NÃO JOGUE NO LIXO

O Amplificador Integrado Quasar QA-7070X



antenna

Número 7/21 – julho/2021 – Ref. 1219

NOTAS DA EDIÇÃO – Prezados leitores, o mês de julho tem o **amarelo** como cor para nos lembrar dos perigos das hepatites virais, que, hoje, já podem ser prevenidas com vacinas. [Neste link](#), podemos nos informar melhor sobre essa doença e sobre outros cuidados para sua prevenção.

Também colocamos, no sítio da revista na Internet, links para empresas que fazem essa impressão e remetem o exemplar para o comprador. Esclarecemos que elas não são vinculadas a Antenna de nenhuma forma, apenas fazem o serviço de impressão conforme haja demanda.

Quanto a isso, continuamos buscando quem possa oferecer custos razoáveis de venda, entretanto, a impressão de um exemplar, somente, torna muito caro o processo.

Lembramos novamente que o sucesso das montagens aqui descritas depende muito da capacidade do montador, e que estes e quaisquer outros circuitos em Antenna são protótipos, devidamente montados e testados, entretanto, os autores não podem se responsabilizar por seu sucesso, e, também, recomendamos **cuidado ao manipular-se as tensões secundárias e da rede elétrica comercial. Pessoas sem a devida qualificação técnica não devem fazê-lo ou devem procurar ajuda qualificada.**

SUMÁRIO

3 - ANTENNA – Uma História – Capítulo VII.....	<i>Jaime Gonçalves de Moraes Filho</i>
6 - CQ-RADIOAMADORES – Interface Para Modos Digitais em Rádios Faixa do Cidadão.....	<i>Ademir – PT9HP</i>
12 – Caixas Acústicas e Alto-Falantes.....	<i>João Yazbek</i>
15 - Projeto de Pré-amplificadores e Equalizadores RIAA Para Toca-Discos – Parte XI.....	<i>Álvaro Neiva</i>
30 - TVKX – A Cola Amarela.....	<i>Jaime Gonçalves de Moraes Filho</i>
36 - Uma Versátil Fonte de Alimentação para a Bancada de Eletrônica do Experimentador.....	<i>João Alexandre da Silveira</i>
45 – Loudness – Uma História - Parte I.....	<i>Álvaro Neiva</i>
65 – Não Jogue No Lixo.....	<i>Paulo Brites</i>
70 - O Som do Cinema – Uma Breve História Parte III.....	<i>Alfredo Manhães</i>
87 - Amplificador Para Fones. Ou Será Mais? Parte V.....	<i>Álvaro Neiva</i>
98 - Análise do Amplificador Quasar QA-7070X.....	<i>Marcelo Yared</i>

ANTENNA – Uma História - Capítulo VII

Jaime Gonçalves de Moraes Filho*

O Radio Club

Comentamos em números anteriores acerca do surgimento do Rádio no Brasil e a criação da Rádio Sociedade. No entanto, o leitor mais atento deverá estar se perguntando sobre o que aconteceu com o transmissor da Praia Vermelha, trazido para a Exposição de 1922 pela Western Electric.

Acreditando na importância do rádio no futuro das comunicações, o diretor da Repartição Geral dos Telégrafos adquiriu o equipamento, que passou a ser operado por um grupo de entusiastas e estudiosos da nova tecnologia. Um dos elementos desse grupo era o Engenheiro Elba Dias.

Elba Pinheiro Dias nasceu em Campos, em 1889. Formou-se em Engenheiro Geógrafo em 1916 pela Escola Politécnica de Salvador, sendo então contratado pela Repartição Geral dos Telégrafos para supervisionar a instalação de linhas telegráficas nas regiões Norte e Nordeste.

Transferido para o Rio de Janeiro, foi Diretor do Serviço Telegráfico Oficial e do Plano Postal Telegráfico, repartições à qual estavam subordinadas as transmissões de Radiofonia. Graças a sua posição funcional, conseguiu que o Ministro da Viação, Francisco Sá, fizesse a cessão dos equipamentos Western Electric da Estação da Praia Vermelha para uma nova emissora de radiodifusão a ser fundada com o nome de “Rádio Club do Brasil”.

Com a experiência adquirida na montagem da Rádio Sociedade, lançou então uma campanha para angariar associados, única maneira de manter uma emissora em funcionamento. A nova emissora, com o prefixo SPE, inicia as suas atividades em caráter experimental em 1923, transmitindo sua programação através do equipamento instalado na Praia Vermelha.

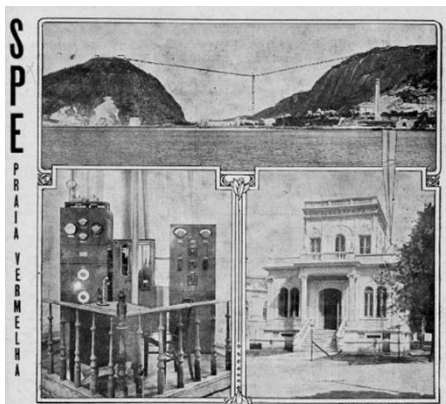


FOTO 1 – Estação SPE

* Professor de Física e Engenheiro de Eletrônica

No entanto, as transmissões não poderiam ser realizadas a partir daquele local, por falta de espaço e de condições técnicas. As tentativas que foram levadas a efeito mostraram que era necessário um estúdio.

Ciente da situação, o Diretor Geral dos Telégrafos, Dr. Francisco Bhering tomou as providências necessárias para a instalação de um estúdio, tendo para tal cedido o prédio pertencente à repartição, situado no N^o 35 da Praça Duque de Caxias, no Largo do Machado, que recebeu as obras necessárias.

Uma linha telefônica dedicada foi instalada, ligando o estúdio do Largo do Machado à estação transmissora da Praia Vermelha. Na ocasião, foram também instalados altofalantes nas árvores do jardim, de modo permitir à população ouvir a programação da nova emissora.

O Rádio Club do Brasil iniciou oficialmente suas atividades em 1924, transmitindo com 500W de potência, na frequência de 930 kHz, aliás, “ao lado” da Rádio Sociedade (em 750 kHz), o que viria a trazer um sério problema: os receptores utilizados pelos ouvintes, eram na sua maioria, simples “Galenas”, que possuíam uma seletividade bastante precária, apesar dos esforços dos entusiastas para contornar tal deficiência.

Os demais receptores tais como os de RF sintonizada ou regenerativos eram mais seletivos, mas longe das características dos receptores atuais. A tendência geral era “misturar” as estações, tornando muitas vezes a audição incompreensível.

Alterar-se a frequência dos transmissores não era algo simples, como pode-se supor, envolvendo até mesmo um redimensionamento do sistema de antena. E como ambas as estações utilizavam equipamentos cedidos, tal procedimento estava fora de cogitações.

A solução encontrada pela dupla Roquette – Pinto e Elba Dias foi criar uma grade de programação em que cada emissora transmitiria em horários distintos. A Rádio Sociedade do Rio de Janeiro iniciava suas atividades às 12 h com o “Jornal do meio-dia”, que terminava às 13 h, quando o Rádio Club do Brasil começava a sua programação, continuando a alternar-se até as 20 horas.

<p>SQ1A Radio Sociedade do Rio de Janeiro Avenida das Nações — Telp. C. 2074</p> <p>ONDA 400 METROS POTENCIA 2 KLWTS IRRADIAÇÕES DIARIAS</p> <p>Das 12 às 13 horas — Jornal do Meio Dia — Cotações comerciais e musica de discos.</p> <p>Das 17 às 18 horas — Musica da Sorvetoria Alvaraz — Quarto de hora infantil — Jornal da tarde — Cotações comerciais — Previsão do tempo.</p> <p>Das 20 às 22.30 — Lições diversas — Concertos vocaes e instrumentaes — Jornal da noite — Conferencias — Musica de discos, etc.</p> <p>Aos Domingos irradia alternadamente com o Rádio Club do Brasil.</p>	<p>RADIO CLUB DO BRASIL Estação S. Q. 1 B Onda — 320 metros Potencia — 500 watts</p> <p>IRRADIAÇÕES DIARIAS A's 13 — 13.30, — 16 — 17 — 19 — 20.30 — 20.55 — 21.02 e 21.20 horas com programmas variados de concertos, palestras humoristicas, discos, conferencias, canto, solos, informações commerciaes, meteorologicas, etc.</p> <p>Aos Domingos irradia alternadamente com a Radio Sociedade do Rio de Janeiro as 16 horas</p> <p>Edificio do Lyceu de Artes e Officinas. Telephone: Central 2 3 9</p>
---	---

FIGURA 2 – Programações

Das 20h00 às 22h30 cada qual procurava transmitir em horários alternados, embora, ocasionalmente, pudesse haver alguma superposição, ou até mesmo transmitirem o mesmo programa, como, por exemplo, os concertos musicais.

Ao contrário do que já foi divulgado em algumas publicações, ambas as emissoras transmitiam aos domingos, porém sempre em horários alternados. Prova de que, longe de haver uma concorrência entre as duas estações de Rádio, havia, sim, uma grande amizade entre seus dirigentes.

O fato de ter o transmissor instalado na Praia Vermelha e os estúdios situados no Lago do Machado, exigia uma ligação entre os dois (chamada de “link”) através de uma linha telefônica e uma equipe técnica capaz de operar os equipamentos nos dois locais.



FIGURA 3 – Equipe Técnica

Na foto, os membros desta equipe: Sentados - Amador dos Santos (que seria pouco depois o primeiro a transmitir uma partida de futebol); Carlos do Amazonas Pinto e Elvert Brazil Perillo.

De pé: Manuel da Silveira Mesquita e Durval Gomes Barbosa, este responsável pela oficina de reparos mantida pelo Rádio Club para os seus associados. No “medalhão” Elba Dias, Diretor Técnico da emissora, em foto da época.

Importante ressaltar que, embora comandasse de fato o Rádio Club, Elba Dias nunca possuiu nenhum outro cargo administrativo além da Direção Técnica.

Entretanto, mesmo com as adaptações feitas, a falta de um estúdio adequado fazia com que a qualidade das transmissões ainda deixasse a desejar. Uma nova mudança entrava nos planos de Elba Dias...



Interface para modos digitais em rádios Faixa do Cidadão

Ademir – PT9HP

Esta interface universal isolada galvanicamente foi publicada originalmente na Revista Radioamadorismo há alguns anos, na edição número 12 de 2015 e na edição de fevereiro de 2021 de Antenna.

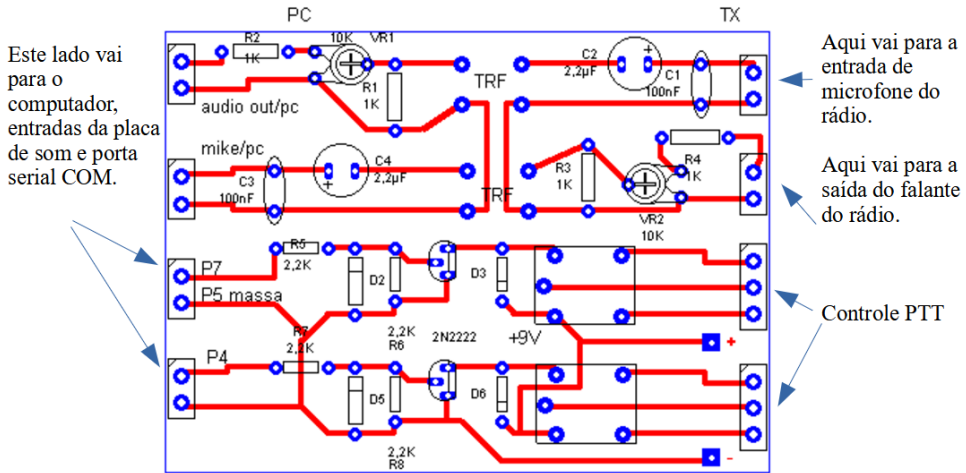
Decidimos fazer umas modificações para que a mesma possa ser usada, com segurança, nos modernos transceptores da Faixa do Cidadão que possuam conectores de microfone de 4 pinos. Você pode consultar o artigo anterior para acompanhar alguns detalhes técnicos.

No nosso caso, utilizamos um moderno transceptor Voyager BR-9200 que opera em 10 metros e funcionou muito bem.

Na próxima página reproduzimos o circuito original, apenas para facilidade de compreensão. A modificação é bem simples, apenas substituímos as ligações da versão anterior para adaptar-se ao conector do rádio Faixa do Cidadão, que possui uma chave interna de dois polos e duas posições. Nesta modificação usamos os dois relés para simular a chavinha interna dentro do microfone que aciona a transmissão.

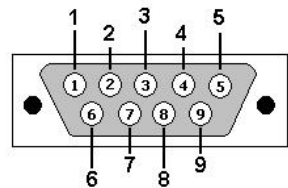
Veja que no circuito original há um erro, que não afeta em nada quem montou o circuito: utilizamos o pino 4 (DTR) da porta serial do computador. Nesta modificação, os dois ramos estão ligados através de um fio. Como o sinal é trabalhado por um transistor, ele é suficiente para acionar os dois relés.

E passou um erro no artigo original: onde está P7 é na verdade P4. O pino 7 da porta COM-1 não será usada. Os próximos desenhos mostram como os dois relés serão ligados em paralelo.

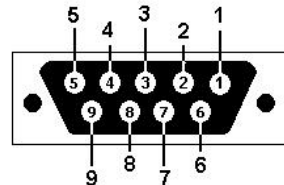


DB9 “macho” fica no computador

RS232 DB9 (EIA/TIA 574)



View looking into male connector



View looking into female connector

DB9 “fêmea” você vai precisar para facilitar o en-
gate no “macho” que fica no computador.

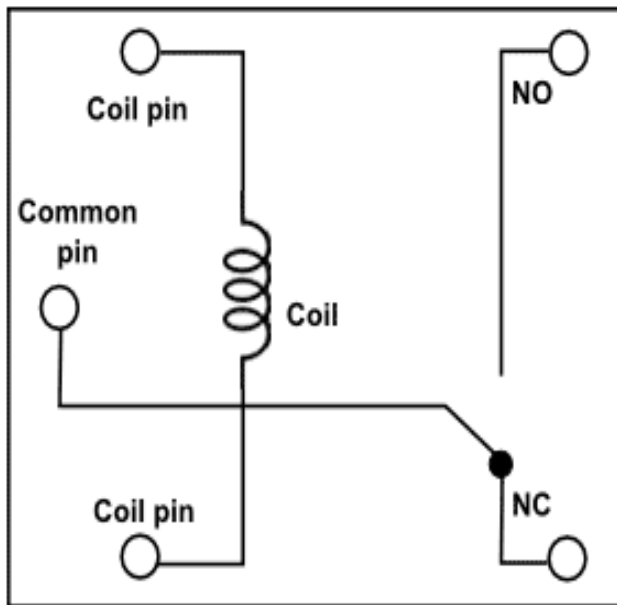
- Pino 4 – Chaveia PTT
- Pino 7 – Não será usado
- Pino 5 – massa do circuito

Êpa! Meu computador não tem porta serial, o que faço agora?

Não se desespere! Provavelmente ele tem a porta LPT que é da impressora serial. Procure uma tabela de equivalências em nossa revista e veja quais pinos são equivalentes.

Não tem porta de impressora serial? Aí complica, pois você terá que testar e nem sempre os adaptadores de porta serial/USB funcionam bem.

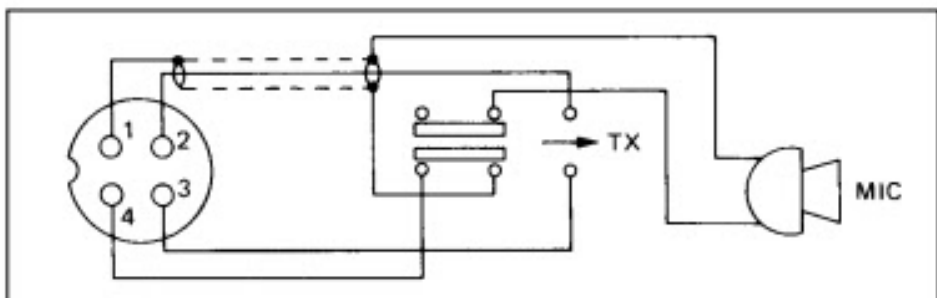
12V/5-pin Relay pinout



Bottom View

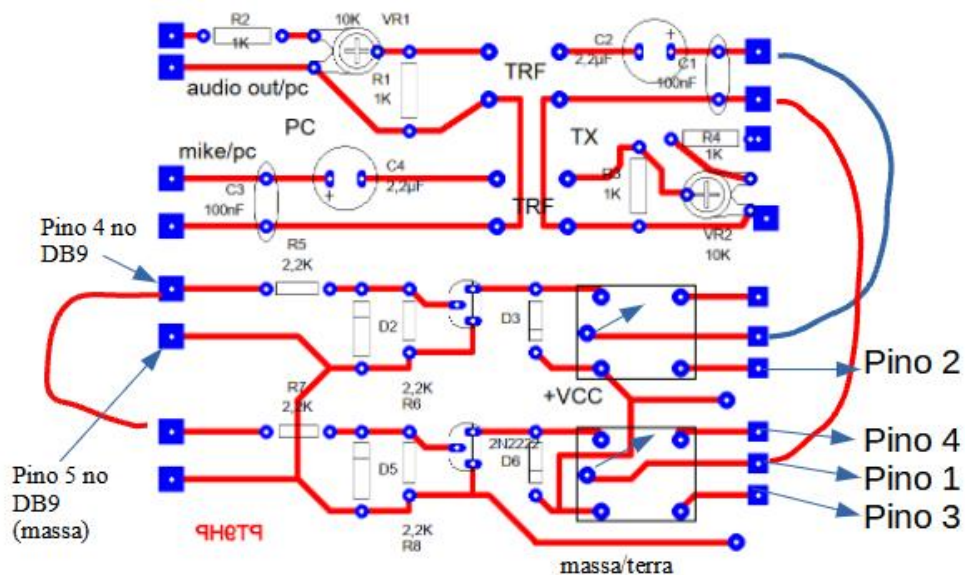
Este é o esquema de funcionamento do relé de 12 volts (sim, funciona com 9 volts também!) visto POR BAIXO!

Nessa nova montagem, o contato de repouso será usado para chavear o PTT do rádio, que requer que o microfone seja desligado quando em recepção. Usamos os dois relês para simular a chave de dois polos e duas posições, visto que não queríamos construir uma nova placa, mas modificar esta que já estava pronta.



O conector é numerado e tanto faz você olhar de frente ou por trás, eles têm número.

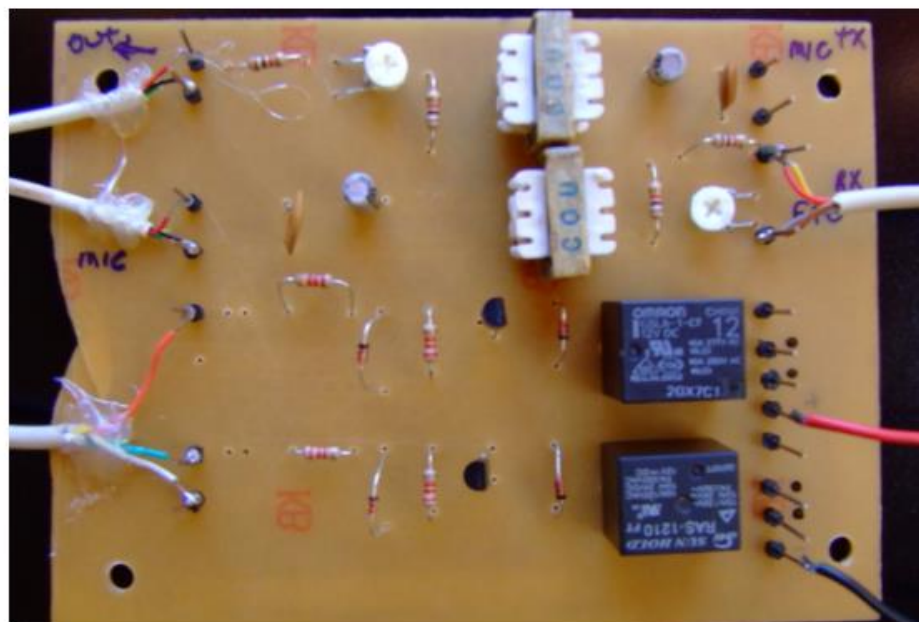
O mesmo se aplica ao plugue que está no rádio. No desenho, você está vendo-o de frente. Siga essa numeração e solde os fios nos locais correspondentes. Você pode usar cores diferentes para cada pino, mas deve anotar para não soldar invertido nos locais indicados.

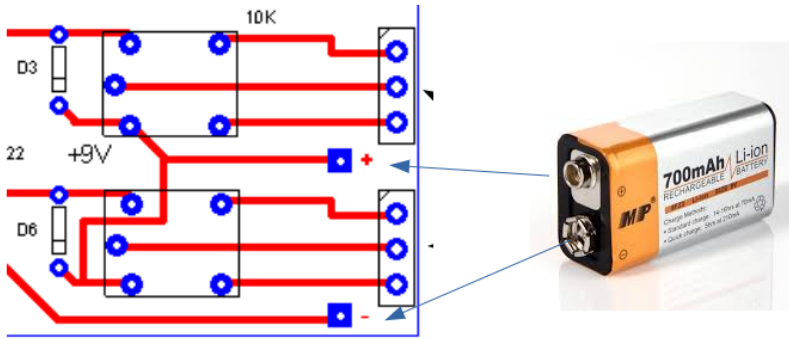


Aqui conector do cabo visto de frente



Aqui conector do cabo visto de costas





Desmembramos os desenhos para facilitar a compreensão por parte dos montadores.

Os dois transistores do circuito por si só já chaveiam (quase curto entre o coletor e o emissor), podendo acionar a chave do microfone, caso seu rádio não tenha VOX, ou o jaque CW, no caso dos transceptores modernos com circuitos digitais. Mas não garantem uma perfeita isolação entre o computador e o rádio e nem têm força para acionar os relês. Por isso os dois relês precisam de tensão em suas bobinas.

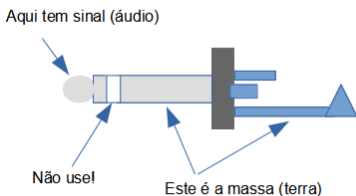
Segundo dados fornecidos no corpo dos relês, os contatos suportam tensões de até 220 Volts por alguns ampères. Não testamos, mas acreditamos que nada impede utilizar este modem para fazer CW em transceptores com válvulas, onde costuma haver alguma tensão nos contatos do manipulador.

LISTA DE COMPONENTES

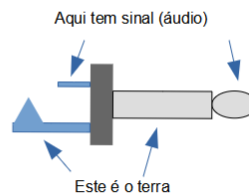
- R1 a R4 – 1K**
- R5 a R8 – 2K2**
- D1 a D4 – 1N914 ou 1N4149**
- C1 e C3 – 100nF**
- C2 e C4 – 2,2uF x 16V eletrolíticos**
- Conector DB9 fêmea**
- Terminais diversos**



Pino P2 estéreo para a placa de som do micro



P2 ou P10 mono, para retirada do áudio da saída do alto falante do rádio



Dúvidas? Veja com o multímetro quem é quem!

Não falamos sobre a configuração dos programas, pois são diversos. Uma regra básica é que o áudio do seu microcomputador deve estar configurado como entrada de microfone e saída de alto falantes. Isso porque quem já trabalha com modalidades digitais usando um dongle SDR precisa configurar o computador para receber áudio virtualmente.

Os programas como MixW e vários outros, têm menus de configuração da porta serial (COM) e isso pode dar uma mão-de-obra muito grande até você conseguir acionar a transmissão e a recepção automaticamente. Numa próxima edição falaremos sobre esses programas e as configurações.

Se você já está acostumado com modalidades digitais, não terá problemas em configurar os programas.

Caixas Acústicas e Alto-Falantes

João Yazbek*

Iniciamos neste mês uma série de artigos sobre um assunto no qual iremos nos debruçar por algum tempo. Trata-se da parte mais importante a ser considerada em um sistema de áudio que busca qualidade, que são as caixas acústicas e alto-falantes.

Os itens eletroacústicos, como caixas acústicas ou sonofletores, são aqueles que, numa cadeia de reprodução de áudio, apresentam as maiores variações de performance.

Isso porque a tradução do sinal elétrico que chega aos conectores das caixas acústicas para o sinal sonoro que chega a nossos ouvidos é uma função que contém muitas imperfeições, sendo muito difícil de ser feita com qualidade, pois os alto-falantes estão longe de serem ideais e comumente introduzem muitos artefatos sonoros que não existem no programa original.

A transdução do sinal elétrico para o sonoro depende de uma série de fatores, como tamanho do alto-falante, construção dos diversos elementos, do material e do formato de que é feito o cone do alto-falante, de quantas vias é feita a caixa, do tipo de crossover utilizado, do tamanho e projeto do gabinete e de outras variáveis, todas afetando a performance final do produto.

As caixas acústicas são o elo fraco da cadeia de reprodução sonora, pois são os elementos que estão mais longe da perfeição, apresentando números como distorção harmônica e resposta em frequência (somente para citar dois itens) que são muito piores do que os números obtidos nos amplificadores e receivers vistos anteriormente.

Produtos de alta performance, com baixa distorção e resposta plana, são difíceis de se projetar, utilizam alto-falantes mais sofisticados e caros e soluções muitas vezes complexas, o que faz com que uma caixa acústica seja, na realidade, um compromisso entre eletrônica, acústica e arte.

Muitas caixas de qualidade custam o mesmo que carros sofisticados, dada a sofisticação do projeto e o custo dos materiais utilizados, mas têm resultado final surpreendente.

***Mestre em Engenharia Eletrônica**

Porém, nada impede que, com um pouco de conhecimento e com o ouvido treinado, o consumidor possa achar produtos de excepcional qualidade a preços reduzidos, que caibam no seu bolso. As dicas que serão dadas ao longo dessa série e alguns detalhes do que será abordado futuramente estão delineados no último parágrafo.

Na realidade, cada sonofletor tem um timbre específico que é criado durante o projeto do produto, sendo que a caixa perfeita está longe de ser obtida.

O ouvinte experiente poderá notar que há fabricantes que desenvolveram uma linha inteira de produtos que contém certo timbre, que é homogêneo em toda a linha, sendo que este timbre é, na opinião do fabricante que o usa, considerado o mais próximo da realidade da reprodução do sinal sonoro.

Nota-se nesse segmento alguma variação de timbre entre fabricantes, sendo que os produtos mais sofisticados tendem a ser os mais neutros e mais planos possíveis, fazendo com que a variação entre eles seja pequena, mas existente.

Por mais perfeito eu seja um sonofletor, ele não chega nem perto da reprodução ao vivo do sinal musical, seja pelas limitações do produto, seja pela interação dele com o ambiente em que o som está sendo produzido, que é bastante diferente do ambiente onde o programa foi gravado, de forma que o conjunto se comporta na reprodução sonora de forma bem diferente da original.

Não iremos, porém, entrar na discussão da parte que considera o ambiente de reprodução e sua interação com as caixas, que é a área de acústica, e iremos nos concentrar especificamente nos sonofletores.

Hoje em dia as opções de sonofletores para a reprodução de áudio estéreo e para Home Theater são as mais diversas: existem desde caixas do tipo “bookshelf” (de tamanho pequeno), caixas torre (aquelas maiores que ficam apoiadas no chão e usualmente têm quase um metro de altura), caixas surround, caixas centrais, arandelas para uso em gesso e suas variantes, subwoofers ativos dos mais diversos tipos e tamanhos para a reprodução de graves, somente para citar alguns casos.

Em adição a estes produtos, já considerados tradicionais, surgiram as caixas chamadas de “sound-bars”, que prometem resolver o problema da colocação de cinco ou mais caixas acústicas em um sistema de Home Theater, substituindo-as por uma única caixa no formato de barra horizontal que, utilizando processamento digital, promete o mesmo som tridimensional que um bom sistema de cinco ou mais canais.

Esse produto tem aceitação no mercado pela praticidade e pela facilidade na instalação, pois o emaranhado de fios que saem do receiver para cada uma das caixas acústicas de um sistema tradicional é abolido, e com ele desaparecem uma série de problemas de roteamento e instalação dos cabos. A instalação se torna mais simples. Uma revolução no segmento de Home-theater, onde a complexidade não para de aumentar.

Enfim, as opções são tão diversas que os consumidores também se sentem confusos ou inseguros quando chegam nessa parte do sistema de Home-theater.

Além da quantidade de detalhes que vimos na parte dos receivers, quanto às conexões e modos de decodificação, surge agora outra profusão de detalhes e escolhas. As opções e possibilidades de combinação são tantas que embutem um trabalho considerável na escolha correta dos itens, sendo que, muitas vezes, o consumidor leigo precisa recorrer à ajuda de um profissional especialista na área.

Futuramente, iremos abordar diversos itens relacionados a caixas acústicas. Iremos ao final ter uma ideia básica de qual a solução deve ser utilizada para diferentes necessidades de qualidade sonora.

Exemplos do que abordaremos nos próximos meses são a escolha entre caixas do tipo “bookshelf” e caixas do tipo torre, quantas vias a caixa deve ter, que tipo de cross-over é adequado ou ao menos recomendado, qual o tipo de projeto de caixas a se considerar (caixas do tipo “bass reflex” – refletora de graves - ou em suspensão acústica, entre outros tipos), quais as vantagens das diversas tecnologias de alto-falantes existentes, o uso de bi-amplificação e bi-cabeamento, bem como sua diferença, o uso de caixas ativas, a necessidade de uso de subwoofers, o porquê dos subwoofers serem ativos (com amplificador embutido), qual o tamanho ideal de subwoofer para o seu sistema, o posicionamento adequado das caixas no sistema e o que são caixas dipolares e bipolares.

Iremos discutir itens como as caixas do tipo arandela (para embutir no forro de gesso), utilizadas cada vez mais por arquitetos para instalação no gesso.

Serão elas realmente uma boa solução para Home Theater e para áudio de qualidade ou são somente adequadas para som ambiente? E os sound-bars, realmente entregam o que prometem?

Além disso, falaremos sobre a interpretação das especificações das caixas acústicas e iremos descrever quais são as características técnicas adequadas para o bom desempenho de um sonofletor.

No próximo mês iniciaremos a discussão com mais detalhes. Até lá!

Projeto de Pré-amplificadores e Equalizadores RIAA Para Toca-Discos – Parte XI

E um pouco mais de Teoria de Circuitos...



Álvaro Neiva*

Circuitos de Equalização RIAA: Estágios de Amplificação

Agora vamos acrescentar as duas etapas de amplificação, uma antes para aumentar a relação sinal ruído e outra depois, para completar o ganho necessário.

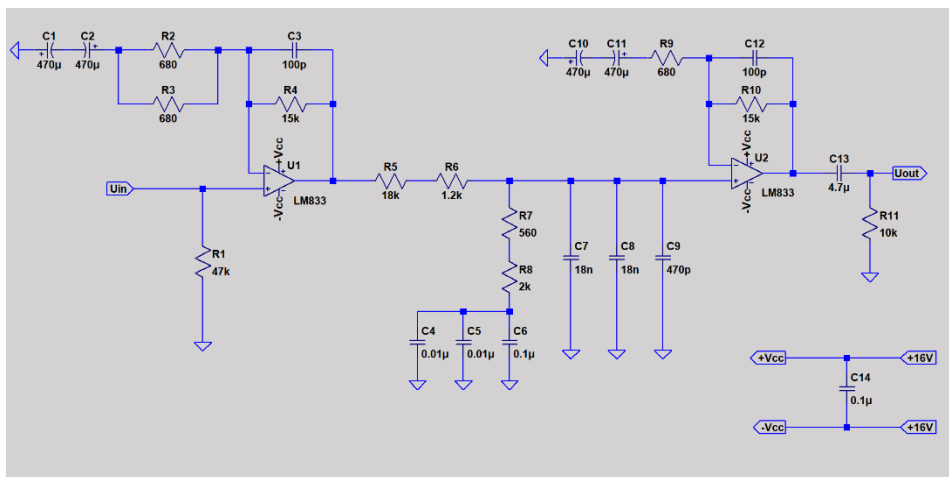


Fig. 1

Primeiro, decidi por um ganho total de 40dB a 1kHz, capaz de garantir 500mV_{rms} de saída para 5mV_{rms} de entrada, valor típico para cápsulas de Magneto Móvel.

*Engenheiro Eletricista

Densidade de ruído na saída

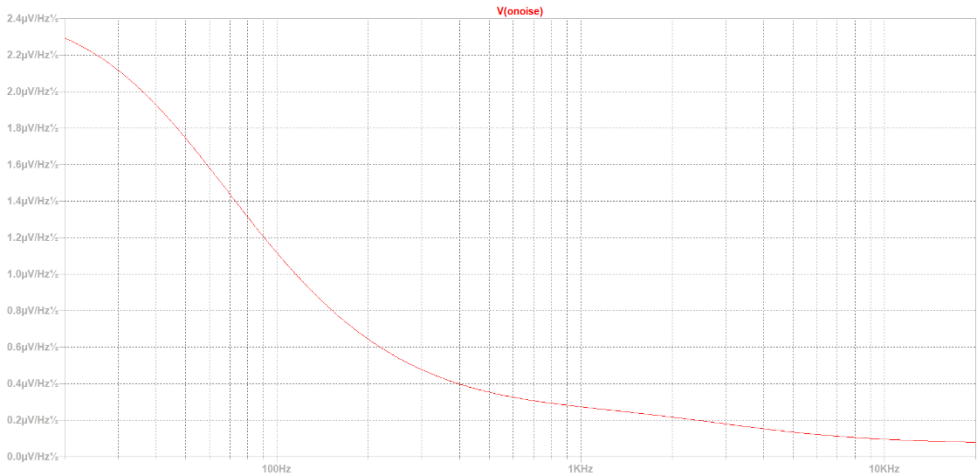


Fig. 2

A tensão de ruído na saída foi obtida por integração no LTSpice (Ctrl+click) e resultou em $26\mu\text{V}_{\text{rms}}$.

Isso equivale a 85,7dB de relação sinal a ruído, referida a $500\text{mV}_{\text{rms}}$, nada mal, na verdade compatível com especificações de alto nível e com outras realizações como a da Ref.[15].

Resposta em frequência (5Hz-50kHz):

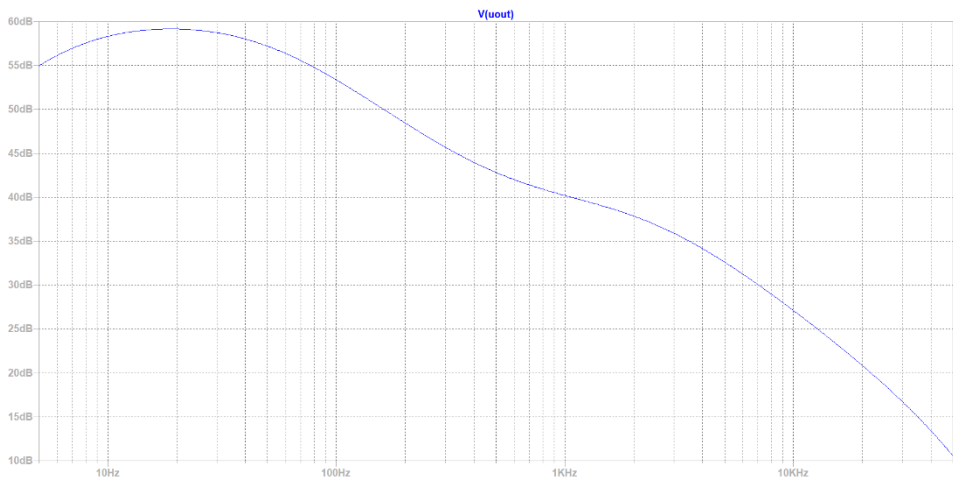


Fig. 3

Vamos observar com mais atenção a região subsônica (0,5Hz a 15Hz):

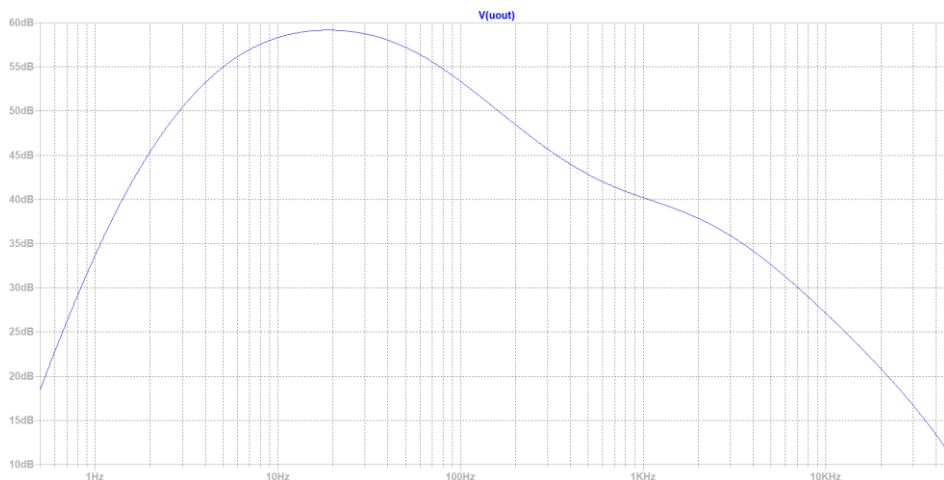


Fig. 4

A resposta nessa região vai ser influenciada por C13 na saída, e C1, C2, C10 e C11, na realimentação dos estágios amplificadores.

C1 e C2 definem a frequência de corte inferior para o ganho do primeiro estágio, com queda de 3dB a 2Hz, já C10 e C11 definem a frequência de corte inferior do segundo estágio, com queda de 3dB a 1Hz ambas com atenuação de 6dB/oitava a partir dessas frequências. O uso de capacitores eletrolíticos se faz necessário devido ao seu alto valor, mas justamente por seu alto valor e baixa impedância, a tensão de sinal sobre eles é muito pequena em toda a faixa de áudio, evitando o aparecimento de distorção harmônica. Coloquei um capacitor de filme metálico em paralelo para compensar o aumento de impedância dos eletrolíticos em frequências altas.

C13 cria uma frequência de corte inferior a -3dB de 6Hz, para impedância de carga de até 10k. Isso gera um erro de 0,3dB a 20Hz.

No extremo oposto, C7, C8, C9 são responsáveis pela resposta acima de 2kHz no circuito equalizador e C3 e C12 fazem um ajuste fino em 20kHz, nos estágios de amplificação. Não usei, mas pode ser usado, um capacitor em paralelo com a entrada com uns 100pF para ajustar a resposta de alta e obter rejeição de RF logo na entrada. Mas o valor dependerá de cada cápsula.

Como a resposta RIAA é realizada por uma rede passiva, que só tem atenuação, o ganho total das duas etapas tem que igualar o ganho máximo necessário a 20Hz, ou aproximadamente 60dB.

Adotei em primeira aproximação um ganho de 33dB para a primeira etapa e 27dB para a segunda.

Isso parece permitir, do ponto de vista do primeiro estágio, pelo menos, uma entrada máxima de 100 mV_{rms} sem distorção a 1kHz. Isso estaria de acordo com os limites (extremos) determinados na pesquisa apresentada na ref. [2].

Vamos investigar a resposta no tempo das duas seções.

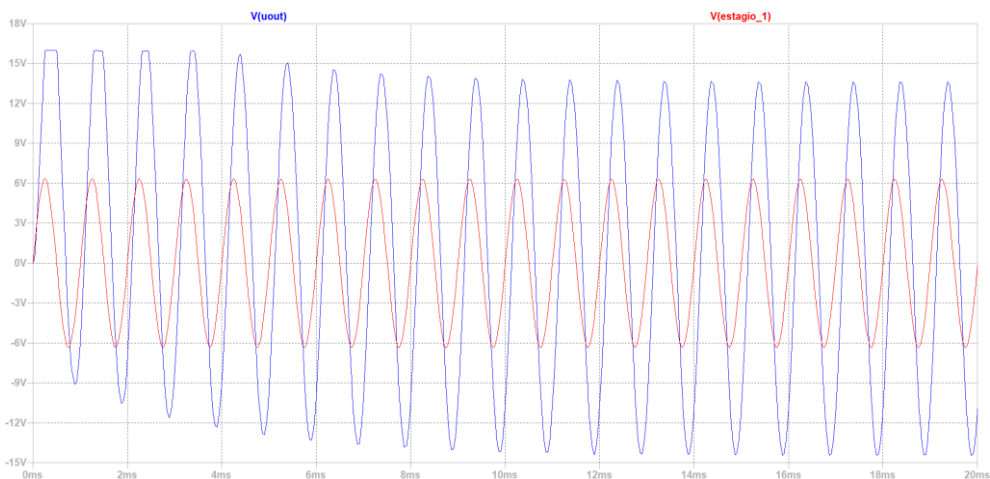


Fig. 5

Observem que o primeiro estágio fornece um sinal totalmente limpo, mas o segundo entra em ceifamento, no semiciclo positivo, durante 4 ciclos do sinal de 1kHz. A razão é a resposta transitória da rede RIAA.

Para evitar isso, mudamos a distribuição de ganho entre os dois estágios e aumentamos a tensão de alimentação até o máximo permitido pelo amplificador operacional.

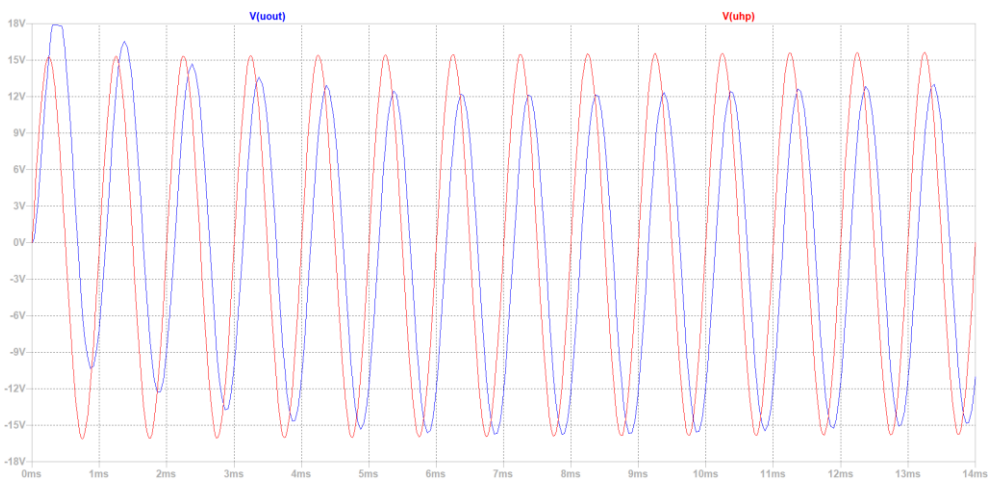


Fig. 6

Agora apenas meio ciclo entra em ceifamento nessa situação extrema.

Considerando que o nível apresentado à entrada é extraordinário e muito pouco provável, a nova configuração pode ser considerada aceitável.

Ter uma resposta em frequência no pré-amplificador com alto ganho em frequências abaixo da faixa audível pode ser um problema para os alto-falantes e para manter o headroom das etapas amplificadoras.

Empenamentos, vibrações externas, ressonâncias do conjunto braço + cápsula e o próprio período de rotação do disco, geram ou ampliam sinais subsônicos, com frequências entre 0,556Hz e 10Hz.

Para reduzir as consequências de conteúdo subsônico no sinal amplificado, mas sem atrapalhar a resposta na faixa audível, precisamos de um filtro que reduza o ganho rapidamente abaixo de 20Hz. A RIAA propôs o uso de um filtro simples com 6 dB/oitava com -3dB em 20Hz, mas isso vai introduzir uma perda de 1dB em 40Hz, um erro maior que a tolerância desejada para a curva de equalização, já dentro da faixa passante. A taxa de atenuação de 6dB/oitava também não vai ser suficiente para limpar o conteúdo subsônico como precisamos (Fig. 5). Não é de admirar que essa proposta tenha sido abandonada.

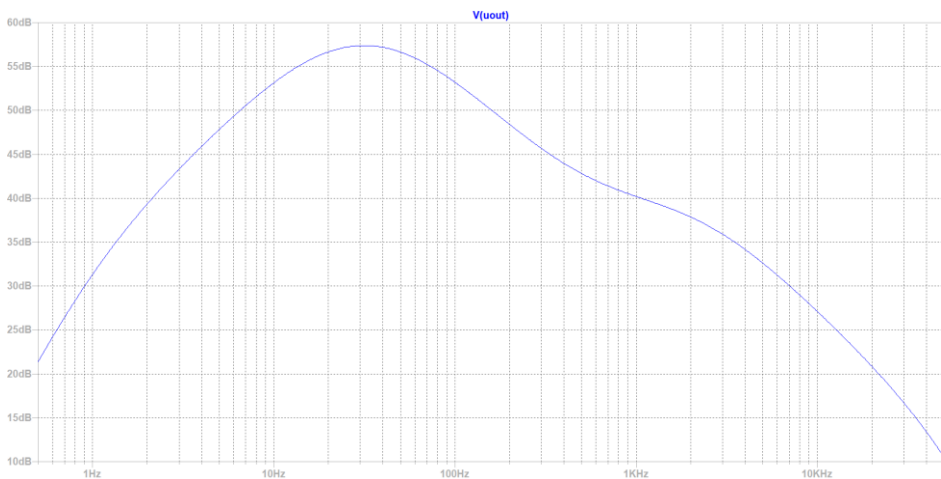


Fig. 7

Podemos avaliar pelo ganho na frequência de 0,556Hz, que corresponde ao período de rotação de 33 1/3 RPM.

Nosso pré-amplificador pode ser usado como está, sem correção subsônica RIAA ou outro filtro, com a resposta mostrada na Fig. 4, e vamos chamar essa versão de PP1 (Fig. 1).

Foi escolhido o amplificador operacional LM833N por sua combinação de baixa tensão e baixa corrente de ruído**, além de muito baixo offset, facilidade de obtenção e custo razoável.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_S = 10\Omega$		0.3	5	mV
I_{OS}	Input Offset Current			10	200	nA
I_B	Input Bias Current			500	1000	nA

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	Units
e_n	Input Referred Noise Voltage	$R_S = 100\Omega, f = 1 \text{ kHz}$	4.5	nV / $\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Input Referred Noise Current	$f = 1 \text{ kHz}$	0.7	pA / $\sqrt{\text{Hz}}$

**** muito baixa (0,7pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ @ 1kHz)**

Mas também pode ser usado o NE5532 com desempenho idêntico.

Lidando com sinais subsônicos

Usar um filtro de ordem mais alta (queda mais rápida), vai ajudar, tanto aumentando a rejeição de subsônicos, quanto reduzindo o erro devido à sua ação na faixa passante.

Na ref. [2], Tomlinson Holman nos mostra a tabela a seguir:

Table 2—Consequences of Infrasonic Drive on F.M. Distortion generation by loudspeakers. Conditions: Midband output 90dB SPL in 2,000 cu. ft. room; acoustic suspension 2-way loudspeaker with 1.5kHz crossover.

Warp Freq./Amplitude Arm resonant frequency, peaking in dB	4Hz, typ.			4Hz, max.		
	10Hz/ +10dB "best"	7Hz/ +5dB "typ"	4Hz/ +10dB "worst"	10Hz/ +10dB "best"	7Hz/ +5dB "typ"	4Hz/ +10dB "worst"
± displacement, inches	± 0.008"	± 0.022"	± 0.090"	± 0.022"	± 0.055"	± 0.170"
Flutter, % peak due to loudspeaker at 800Hz.	0.21%	0.6%	2.4%	0.6%	1.4%	4.5%
Attenuation@4Hz required to suppress flutter to threshold of 50% of population (0.4% peak)	none	3.5dB	16dB	3.5dB	11dB	21dB
Attenuation@4Hz required to suppress flutter to threshold of 5% most critical listeners (0.14% pk)	3.5dB	13dB	25dB	13dB	20dB	30dB
Flutter, % peak due to loud- speaker with 3-pole infra- sonic filter @ -3dB = 15.5Hz; 4Hz, -36dB	0.003	0.009	0.04	0.009	0.02	0.07

Tabela 1

Aqui fica clara a necessidade e utilidade de um filtro subsônico para conseguir um desempenho superior.

A presença de frequências subsônicas no sinal fornecido ao alto-falante produz modulação em frequência do sinal (Flutter), além de gerar distorção por deslocamento do cone e possível ceifamento do sinal nos estágios de amplificação seguintes.

Decidi usar um filtro de 3ª ordem (18dB/oitava) antes do segundo estágio, e colocar sua f_c em 15Hz, como também recomendado na ref.[2], ficando aproximadamente meia oitava acima de 10Hz e meia oitava abaixo de 20Hz, o que permite conseguir uma atenuação >10dB a 10Hz e manter em -0,3dB o erro em relação à curva RIAA na frequência de 20Hz. O Q da seção de 2ª ordem do filtro de 3ª foi ajustado para minimizar o erro a 20Hz. Também podemos usar o filtro para ajustar ao seu gosto* a resposta de baixa frequências entre 20 e 50Hz. Pode ser considerado um filtro quase Butterworth (Fig. 6). Essa versão vou chamar de PP2.

***Mudando valores de alguns resistores e capacitores para ajustar o “Q” da seção de segunda ordem que compõe o filtro de terceira ordem.**

Circuito simulado com carga externa de 10kΩ:

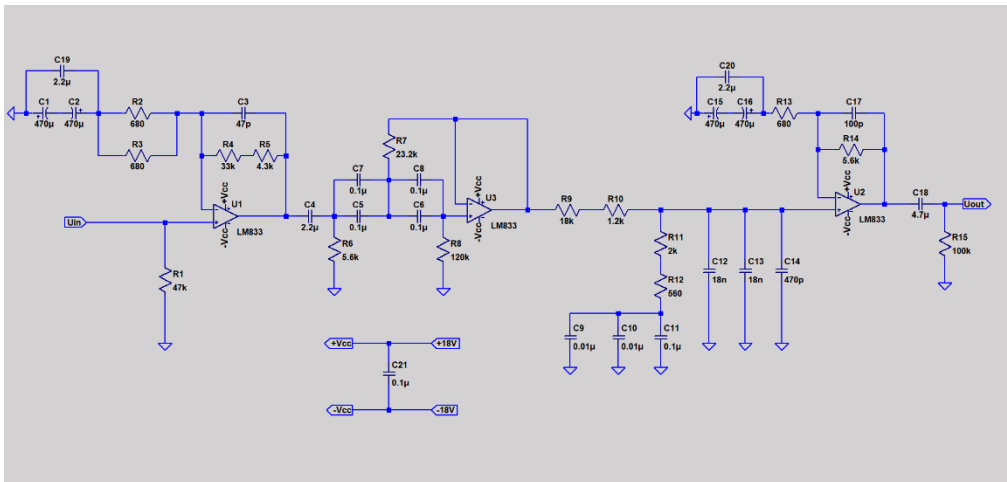


Fig. 8

Resultados:

Resposta de 0,5Hz a 50Hz (Fig. 9)

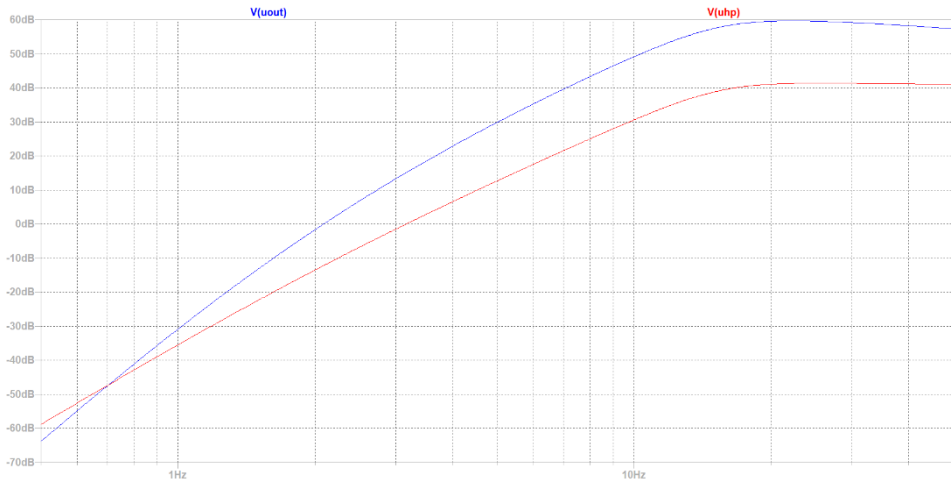


Fig. 9

Resposta de 0,5Hz a 50kHz

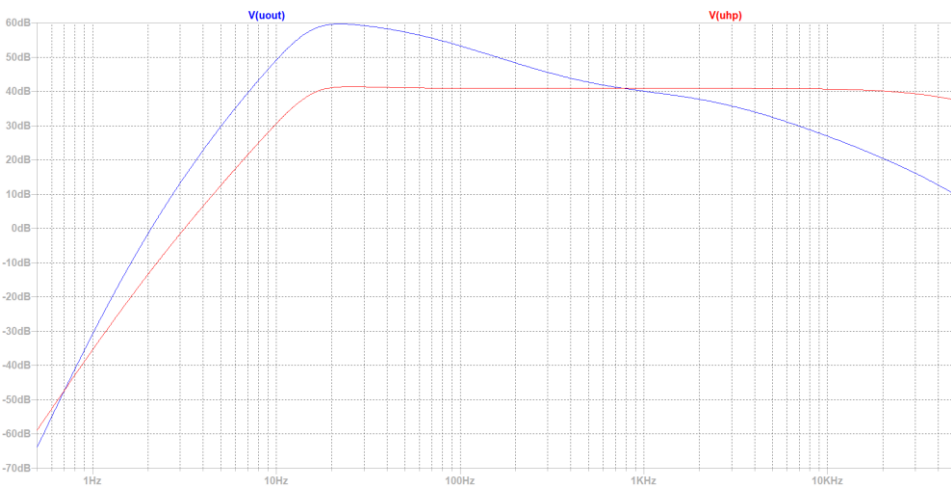


Fig. 10

Em vermelho a resposta do primeiro estágio + filtro

Resposta de 5Hz a 50Khz:

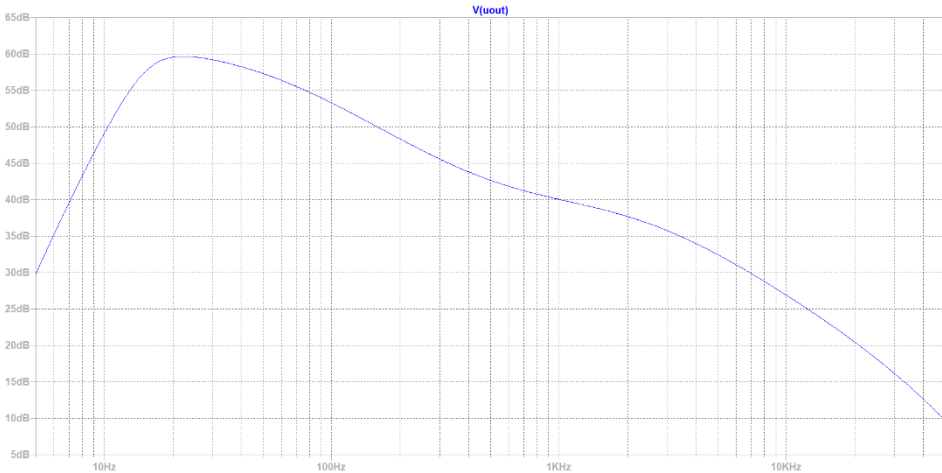


Fig. 11

Confirmando a resposta no tempo com 92 mV_{rms} ou 130mV de pico.

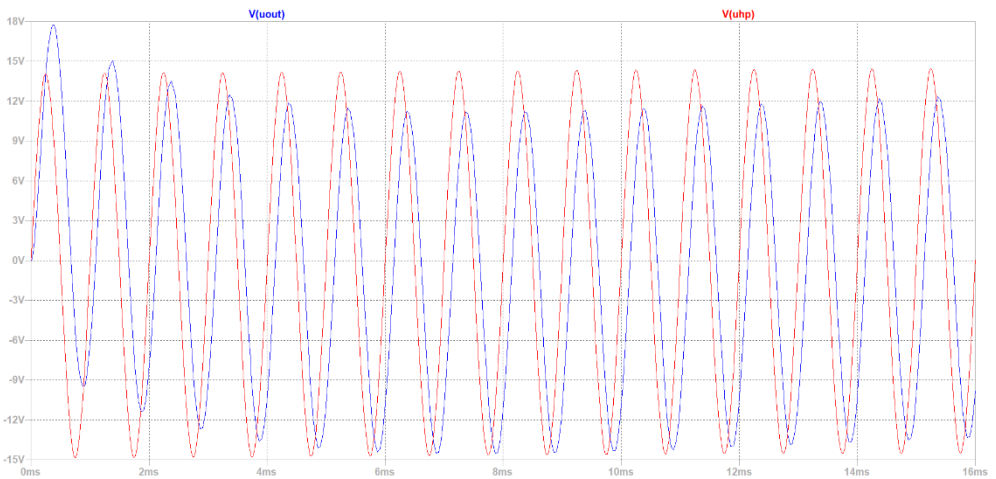


Fig. 12

Com 130mV de pico, ou 92mV_{rms}, deixa de acontecer o clipping no primeiro ciclo a 1 kHz. Isso dá 25dB de margem dinâmica, muito difícil de ser ultrapassada na maioria das situações práticas.

Com o ganho total de 40dB a 1kHz, e após o novo ajuste da distribuição entre as etapas, o ruído na saída baixou para 24uV, apenas do pré, sem considerar a resistência interna da cápsula. Uma relação sinal a ruído de 86dB, muito respeitável! Se considerarmos a resistência interna da cápsula como 2.2kΩ, a relação sinal a ruído fica em 78dB, um valor excelente para essa condição. O primeiro estágio tem agora 41dB e o segundo 19dB aproximadamente.

Vou chamar essa versão de PP2, um pré-amplificador RIAA de alto desempenho.

Checando a resposta:

PP2 Simulado

Frequência(Hz)	Ganho(dB)	Erro (dB)
20	59,6	0,3
30	59,2	0,6
40	58,2	0,4
50	57,3	0,3
60	56,4	0,3
80	54,7	0,2
100	53,3	0,2
150	50,3	0,0
200	48,3	0,1
300	45,5	0,0
400	43,8	0,0
500	42,7	0,1
800	40,8	0,1
1.000	40,0	0,0
1.500	38,8	0,2
2.000	37,7	0,3
3.000	35,7	0,5
4.000	34,0	0,6
5.000	32,4	0,6
6.000	31,1	0,7
8.000	28,8	0,7
10.000	26,9	0,6
15.000	23,3	0,4
20.000	20,4	0,0
Erro médio quadrático (dB)		0,1
Erro médio (dB)		0,3

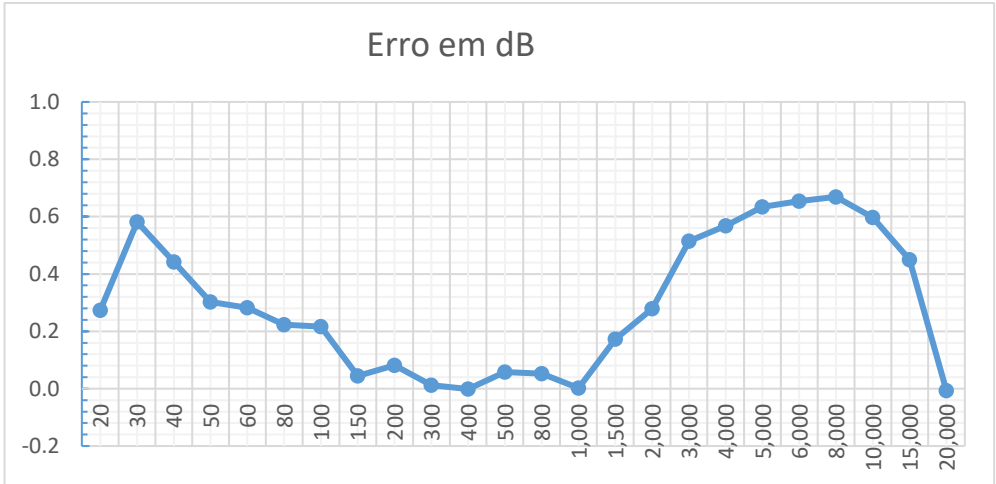


Fig. 13

Ajustando um pouco mais (PP2 rev. 1):

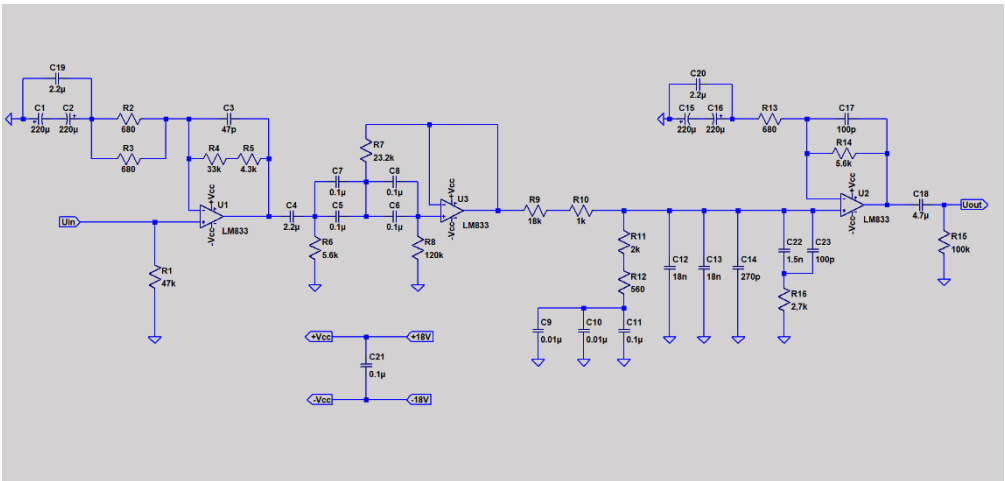


Fig. 14

Foi ajustado o valor de C14 e introduzida a rede formada por C22, C23 e R16 para acertar o ganho entre 3kHz e 10kHz.

PP2 Simulado_rev1

Frequência(Hz)	Ganho(dB)	Erro (dB)
20	59,4	0,1
30	59,1	0,5
40	58,2	0,4
50	57,3	0,3
60	56,4	0,3
80	54,7	0,2
100	53,3	0,2
150	50,4	0,1
200	48,3	0,1
300	45,5	0,0
400	43,8	0,0
500	42,7	0,1
800	40,8	0,1
1.000	40,0	0,0
1.500	38,7	0,1
2.000	37,6	0,2
3.000	35,6	0,4
4.000	33,8	0,4
5.000	32,2	0,4
6.000	30,8	0,4
8.000	28,6	0,5
10.000	26,7	0,4
15.000	23,1	0,3
20.000	20,2	-0,2
Erro médio quadrático (dB)		0,1
Erro médio (dB)		0,2

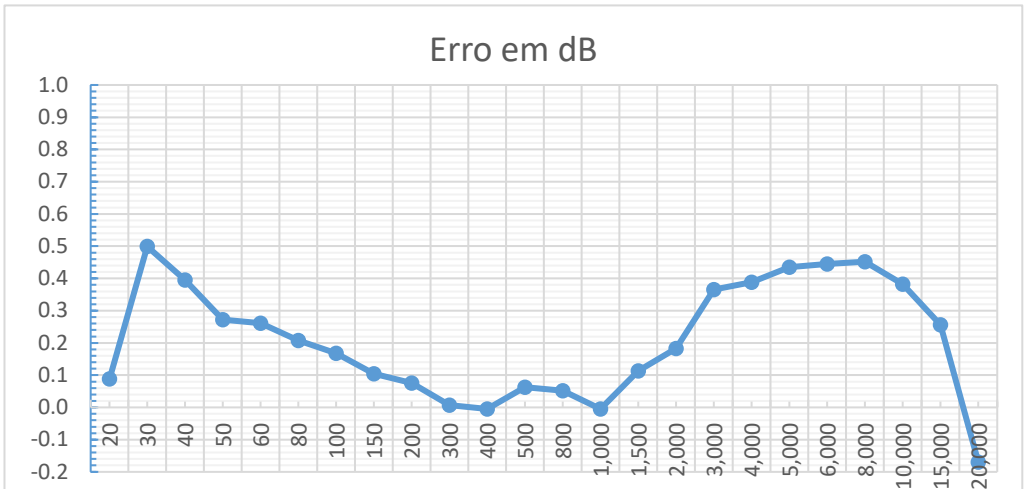


Fig. 15

--- Relação de Material--- PP2 rev1 - (1 canal apenas)

Capacitores

C1 - capacitor eletrolítico, 220 μ F, 35V;

C2 - capacitor eletrolítico, 220 μ F, 35V;

C3 - capacitor de mica prateada, 47pF, 5%, 500V;

C4 - capacitor poliéster metalizado, 2.2 μ F, 5%, 63V;

C5 - capacitor poliéster metalizado, 100nF, 5%, 63V;

C6 - capacitor poliéster metalizado, 100nF, 5%, 63V;

C7 - capacitor poliéster metalizado, 100nF, 5%, 63V;

C8 - capacitor poliéster metalizado, 100nF, 5%, 63V;

C9 - capacitor poliéster metalizado, 10nF, 5%, 63V;

C10 - capacitor poliéster metalizado, 10nF, 5%, 63V;

C11 - capacitor poliéster metalizado, 100nF, 5%, 63V;

C12 - capacitor poliéster metalizado, 18nF, 5%, 63V;

C13 - capacitor poliéster metalizado, 18nF, 5%, 63V;

C14 - capacitor de mica prateada, 470pF, 5%, 500V;

C15 - capacitor eletrolítico, 220 μ F, 35V;

- C16 - capacitor eletrolítico, 220 μ F, 35V;
- C17 - capacitor de mica prateada, 100pF, 5%, 500V;
- C18 - capacitor poliéster metalizado, 4.7 μ F, 5%, 63V;
- C19 - capacitor poliéster metalizado, 2.2 μ F, 5%, 63V;
- C20 - capacitor poliéster metalizado, 2.2 μ F, 5%, 63V;
- C21 - capacitor poliéster metalizado, 0.1 μ F, 10%, 63V;
- C22 - capacitor poliéster metalizado, 1.5nF, 5%, 63V;
- C23 - capacitor mica prateada, 100pF, 5%, 63V;

Resistores

- R1 - resistor filme metálico, 47K Ω , 1%, 1/8W;
- R2 - resistor filme metálico, 680 Ω , 1%, 1/8W;
- R3 - resistor filme metálico, 680 Ω , 1%, 1/8W;
- R4 - resistor filme metálico, 33k Ω , 1%, 1/8W;
- R5 - resistor filme metálico, 4.3k Ω , 1%, 1/8W;
- R6 - resistor filme metálico, 5.6k Ω , 1%, 1/8W;
- R7 - resistor filme metálico, 23.2k Ω , 1%, 1/8W;
- R8 - resistor filme metálico, 120k Ω , 1%, 1/8W;
- R9 - resistor filme metálico, 18k Ω , 1%, 1/8W;
- R10 - resistor filme metálico, 1.2k Ω , 1%, 1/8W;
- R11 - resistor filme metálico, 2k Ω , 1%, 1/8W;
- R12 - resistor filme metálico, 560 Ω , 1%, 1/8W;
- R13 - resistor filme metálico, 680 Ω , 1%, 1/8W;
- R14 - resistor filme metálico, 5.6k Ω , 1%, 1/8W;
- R15 - resistor filme metálico, 100k Ω , 1%, 1/8W;
- R16 - resistor filme metálico, 2.7k Ω , 1%, 1/8W;

Cis (amplificadores operacionais)

- U1 1/2 LM833n ou NE5532;
- U2 1/2 LM833n ou NE5532;
- U3 1/2 LM833n ou NE5532.

No próximo artigo vamos ver uma versão alternativa (PP3) sem C15, C16 e C18, com um integrador para zerar o offset de saída. Vamos então comparar essas três versões (PP3, PP2 e PP1) com uma outra configuração para o pré-amplificador RIAA, bastante usada em projetos conhecidos, ainda de dois estágios com amplificadores operacionais.

Adivinhem quem se saiu melhor na comparação... E melhor em 13dB na relação sinal a ruído?!

Nos artigos seguintes, versões a válvula e usando apenas um amplificador operacional ou um amplificador com transistores. Sempre com resultados simulados para comparação. Até lá!

Referências:

1. Bohn, Dennis, editor. **AUDIO HANDBOOK** 1st ed. National Semiconductor Corporation; 1976.
2. Holman, Tomlinson. **AUDIO**, "Dynamic Range Requirements of Phonographic Preamplifiers", July 1977.
3. Tomer, Robert B. ; **Getting The Most Out of Vacuum Tubes**, 1st ed. Howard W. Sams & Co. Inc.; 1960.
4. Gray, Paul E.; Searle, Campbell L.; **Princípios de Eletrônica**, vol. 3, Circuitos Eletrônicos II; 1^a edição, Livros Técnicos e Científicos Editora S. A.; 1974.
5. Zobel, O.J. (1923), **Theory and Design of Uniform and Composite Electric Wave-filters**. Bell System Technical Journal, 2: 1-46. doi:[10.1002/j.1538-7305.1923.tb00001.x](https://doi.org/10.1002/j.1538-7305.1923.tb00001.x) ([internet](#)).
6. Cauer, W, "**Die Verwirklichung der Wechselstromwiderstände vorgeschriebener Frequenzabhängigkeit**", *Archiv für Elektrotechnik*, vol 17, pp355–388, 1926. **The realisation of impedances of prescribed frequency dependence (in German)**, ([internet](#)).
7. Maloberti, Franco; Davies, Anthony C.; **A Short History of Circuits and Systems**. River Publishers, 2016.© IEEE 2016.
8. Kuo, Frank F., **Network Analysis and Synthesis**, John Wiley & Sons, 1966.
9. Daryanani, Gobind, **Principles of Active Network Synthesis and Design**, Bell Laboratories, John Wiley & Sons, 1976.
10. Van Valkenburg, M. E., **Introduction to Modern Network Synthesis**, John Wiley & Sons, 1960.
11. Tedeschi, Frank P.; **The Active Filter Handbook**, Tab Books, 1979.
12. Stephenson, Frederick William; et al, **RC Active Filter Handbook**, John Wiley & Sons, 1985.
13. Close, Charles M.; **Circuitos Lineares**, (*The Analysis of Linear Circuits*); tradução: Ana Lucia Serio de Almeida, José Abel Royo dos Santos e José Carlos Goulart de Siqueira (Escola Federal de Engenharia de Itajubá); Copyright © 1966 by Harcourt, Brace Jovanovitch, Inc.; Copyright © 1975 by LTC - Livros Técnicos e Científicos Editora S. A.
14. Desoer, Charles A.; Kuh, Ernest S.; **Teoria Básica de Circuitos (Basic Circuit Theory)**; tradução: Carlos Peres Quevedo; Copyright © 1969 by McGraw-Hill, Inc.; Copyright © 1979 Ed. Guanabara Dois.
15. **AN-346, High-Performance Audio Applications of The LM833**, Texas Instruments, agosto de 1985, revisado em maio de 2013.



A Cola Amarela

- Vamos logo, Toninho! Que coisa... Pare de comer! Assim vamos nos atrasar!
 - Calma Zé Maria. Falta o bico do pão!
 - Esqueceu de que hoje é o dia da nossa "Mesa Redonda"? Carlito já deve estar à nossa espera. Ande logo!
 - Assim acabo me engasgando e vai demorar mais. Tenha calma!
- Já na oficina, Carlito estava aguardando a dupla, com algumas placas de fiação impressa espalhadas sobre a bancada.
- Parece que saíram da minha caixa de sucata.
 - Pois é, Toninho: Vamos ver como anda a sua capacidade de raciocínio: Elas possuem algo em comum... Consegue identificar o que?
 - Componentes SMD, ora...

*** Professor de Física e Engenheiro de Eletrônica**

- Todas defeituosas! Estou vendo um "F" feito com a canetinha de marcar CD em cada uma.

- Não é bem isso! Que estão defeituosas é evidente, porém o que possivelmente provocou avarias em todas elas?
- Você está querendo dizer que existe algo em comum com os defeitos apresentados em cada uma delas?
- Acertou, Carlito! Depois de ler um artigo do Rod Elliott na Internet, resolvi fazer uma pesquisa, tendo como base alguns problemas que conseguimos resolver, substituindo placas dos televisores.
- Mau contato por soldas frias, creio eu!
- No início eu pensava dessa forma, Toninho. Mas depois de ler o tal artigo, mudei de ideia.
- Então conte aí, Carlito: O que elas têm em comum?
- A cola!
- Cola? Que cola?
- Está vendo? Em vez de volta e meia ficar agarrado no Smartphone ou no Notebook rindo de algumas asneiras, procurasse algo mais sério para ver, não estaria com os olhos arregalados desse jeito.
- Mas vamos lá, Carlito... Conte aí!
- Todos nós já deparamos com várias placas onde o fabricante aplicou um certo tipo de cola, geralmente amarelada, com a intenção de imobilizar um ou mais componentes, não é isso mesmo?
- Aliás, essa cola pode ser branca ou amarela, como na maioria dos casos. E o que tem ela?
- Vamos por etapas: Muitos componentes, geralmente os que possuem maiores dimensões e maior peso, necessitam de uma fixação eficiente na placa de fenolite, além daquela fornecida pela soldagem de seus terminais. Afinal de contas, ninguém saberá o que irá sofrer de trancos e balanços o pobre televisor até sair da fábrica e ser entregue em sua casa.

- Não havia pensado nisso...

- A solução mais prática e econômica é usar algum tipo de adesivo para literalmente colar o componente na PCI!

- Ora essa! No início estava pensando na cola que é aplicada por baixo dos componentes SMD para serem mantidos fixos em suas posições durante o processo de soldagem e não aquela cola amarela, imensa, como aquela ali, ó!

- Mas pode ser branca também, Toninho... Veja essa placa aqui!



Figura 1 - Placa com cola adulterada

- Mas a cola é isolante, Carlito! Não fosse assim os equipamentos ao saírem da fábrica certamente apresentariam uma série de defeitos.

- Me deixe continuar! Não tenho visto em placas mais recentes com esse tipo de cola e sim um tipo um tanto diferente, de cor branca. Veja essa daqui!



Figura 2 – Placa de fonte Mx-e 750

- Mas o que acontece afinal com a cola, Carlito:

- Pois é: Com o tempo, as variações de temperatura e grandes alterações na umidade do ar, a cola acaba alterando totalmente suas propriedades; De flexível passa a ser rígida e quebradiça, e o pior: sob determinadas condições, passa a conduzir.

- Essa parte marrom escuro, então, indica que a cola cedo ou tarde acabará por nos trazer alguma surpresa?

- Com certeza, Zé Maria. E o cliente precisará ser informado, para que mais tarde não venha a nos criticar.

- Em circuitos de baixa tensão, como as linhas de 5 e 12 Volts, provavelmente não teremos problemas, porém no primário das fontes e nos circuitos de alta tensão dos primeiros LCD e que continuam por aí, a coisa fica complicada.

- Veja na placa que vimos no início: O defeito era o acionamento indevido de um dos relés que arma a fonte principal. Agora: adivinhem quem era o culpado?

- Isso eu já tinha feito, Carlito! Estavam todos em bom estado! Medi um a um!
- Exatamente por isso os deixei de lado, arrumadinhos e medi as ilhas onde cada um estava soldado.
- Tinha de apresentar um circuito aberto, ora!
- Mas não deu! Nesse segundo resistor de 620K medi uma resistência com cerca de 500K! Aí resolvi raspar toda a cola existente entre as duas ilhas do impresso. E...Problema resolvido!
- Bem que minha professora de Matemática dizia: Colar é mau negócio...

Uma Versátil Fonte de Alimentação para a Bancada de Eletrônica do Experimentador



João Alexandre da Silveira*

Uma bancada pessoal de eletrônica pode ser uma mesa de qualquer tamanho, mais ou menos organizada, encostada num canto qualquer de uma sala, mas é um pequeno laboratório de montagens e ensaios de circuitos eletrônicos, e, por isso, necessita de certos instrumentos para medidas elétricas, um gerador básico de sinais e outros aparelhos eletrônicos de apoio ao montador.

Um desses aparelhos que devemos ter em uma bancada é uma fonte fornecedora de energia para alimentar os circuitos que vamos montar e fazer experimentos.

Uma boa fonte de energia, ou fonte de alimentação, deve fornecer uma tensão contínua sempre fixa para qualquer valor de carga que vai ser alimentada.

Nesse projeto, mostramos passo a passo como montar uma fonte de alimentação regulada bem simples com as cinco tensões de saídas mais comuns: 5, 6, 9, 12 e 15 volts CC.

Também está disponível em nossa fonte de alimentação uma saída não regulada independente de cerca de 30 volts CC que pode ser utilizada para experimentos com motores e outros dispositivos que necessitem de tensões até essa amplitude. Incluímos um alarme visual com um LED vermelho que sinaliza quando a corrente fornecida pela fonte ultrapassa 1.000 miliampères.

*Autor do livro “Experimentos com o Arduino”

O CIRCUITO

O circuito completo da fonte de alimentação proposta aos leitores é a da figura 1. Na entrada temos um transformador que isola nosso circuito da tensão alternada da rede comercial, 127 ou 220 volts CA, e reduz essa tensão para 24 volts AC.

A retificação da tensão alternada em onda completa é realizada por uma ponte retificadora comercial, do tipo *Semikron SKB 2/08* ou similar; mas que pode também ser montada com 4 diodos retificadores do tipo 1N4007. O capacitor de 2200uF x 50 volts na saída da ponte retificadora é um filtro que minimiza o *ripple* da tensão retificada e alimenta o regulador integrado LM-317T com cerca de 30 volts CC.

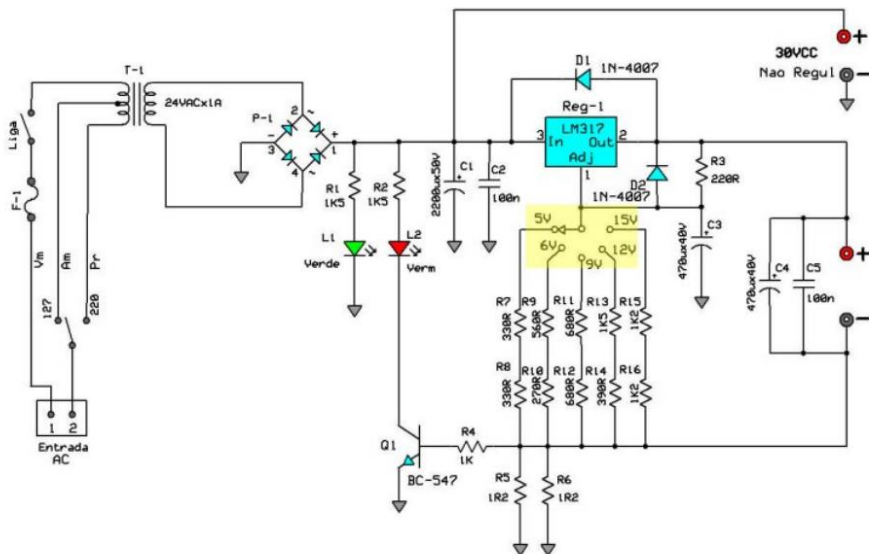


Figura 1: o circuito completo da fonte de alimentação

Essa tensão CC não regulada de 30 volts sobre o capacitor de filtro de entrada é também disponibilizada no painel frontal de nossa Fonte de Alimentação. Note que um diodo emissor de luz, LED de cor verde, está também conectado na entrada do regulador para indicar quando a fonte está ligada.

A tensão de saída do regulador depende do valor do resistor que vai ligado do seu pino de controle à terra. Esse valor encontrado pela seguinte formula:

$$Rc = [(Vout / 1,25) - 1] \times R3$$

Ou seja, para obtermos, por exemplo, 5 volts na saída da Fonte o valor do resistor que vai do pino de controle do CI à terra deverá ser:

$$R_c = [(5 / 1,25) - 1] \times 220 = 660 \text{ ohms}$$

Como esse valor não é comercial, colocamos dois resistores de 330 ohms em série. Para todos os valores de tensão da nossa fonte, os resistores em série calculados são os da seguinte tabela:

5 volts:	330 + 330 ohms
6 volts:	560 + 270 ohms
9 volts:	680 + 680 ohms
12 volts:	390 + 1500 ohms
15 volts:	1200 + 1200 ohms

Se o leitor tiver uma chave seletora de 6 posições, poderá incluir na fonte também uma saída de 3,3 volts, bastante útil para testes com novos módulos digitais. Para essa tensão de saída, dois resistores de 180 ohms em série devem ser ligados do pino de controle do CI para a terra.

O diodo D1, que vai conectado entre a entrada e a saída do LM-317T, protege o regulador contra a descarga do capacitor C3, se um curto-circuito acidental ocorrer na entrada do regulador. Esse capacitor é um filtro recomendado pelo fabricante para melhorar a rejeição a residuais flutuações (*ripple*) presentes na tensão de saída. O diodo D2, entre o pino de controle e a saída, protege o regulador se o curto-circuito for na saída da fonte. Nos bornes de saída da fonte dois outros capacitores formam o filtro final de tensão de saída.

O regulador de tensão LM-317T pode drenar até 1,5 ampere de corrente e já vem com proteção de sobrecorrente e sobreaquecimento causados por curto-circuito em sua saída. Mas para antecipar essa possível condição, implementamos um circuito sensor muito simples que acende um LED vermelho no painel da nossa fonte de alimentação toda vez que a corrente fornecida para a carga ultrapassar 1 ampere.

O circuito sensor de corrente é um simples transistor NPN do tipo BC547 na configuração emissor comum funcionando como uma chave liga-desliga: se a tensão sobre o resistor de 0,6 ohms (dois resistores comerciais de 1,2 ohms em paralelo) for menor que a tensão de polarização direta de 0,6 volts entre base e emissor, o transistor permanecerá cortado, o LED vermelho fica apagado. Ou seja, enquanto a corrente de saída da fonte, que é a mesma que circula pelo resistor de 0,6 ohms, for menor que 1 ampere o transistor permanece cortado e o LED apagado. Se essa corrente ultrapassar 1 ampere a tensão entre base e emissor cresce até ultrapassar 0,6 volts, quando então o transistor satura e acende o LED vermelho no painel da fonte.

Depois, solde na placa a ponte retificadora, todos os resistores e os dois diodos, em seguida, todos os capacitores, e, por fim, o transistor e o regulador, com seu dissipador. Não se esqueça de que temos também dois *jumpers*. Veja a Foto 2.

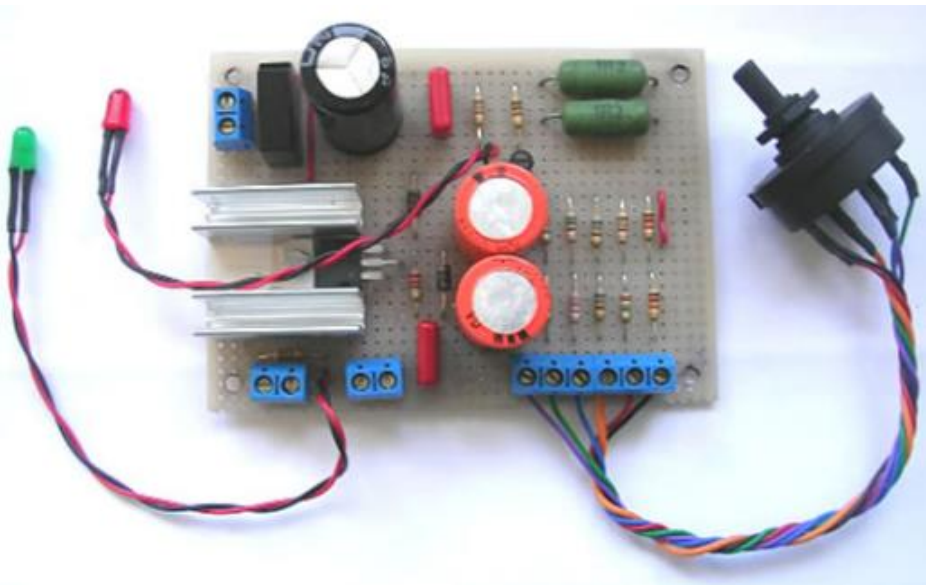


Foto 2: Lado dos componentes da placa da fonte

Agora prenda firmemente a placa e, pelo lado da solda, interconecte os componentes soldando um fio de arame fino, como na Foto 3.

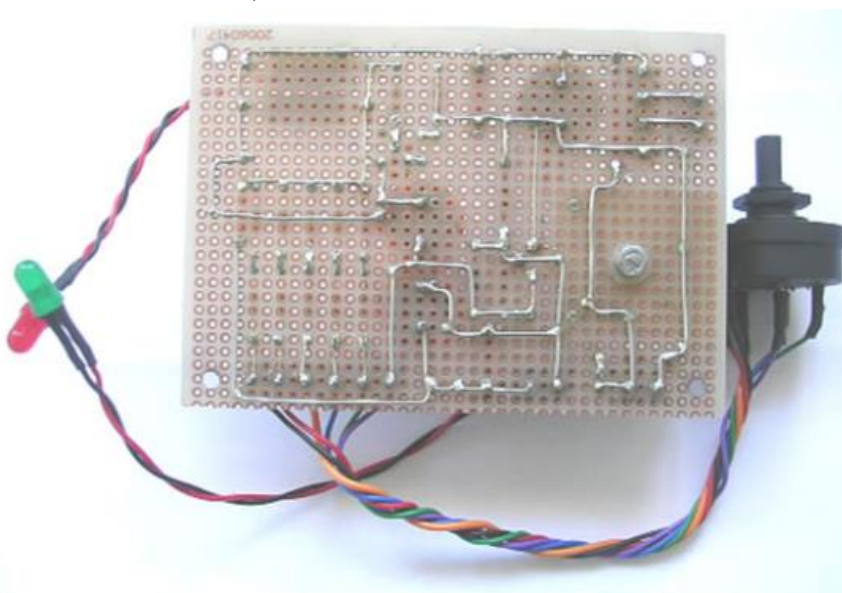


Foto 3: Lado da solda da placa da fonte

Fixe o transformador com parafusos no fundo da caixa e faça as interligações com o fusível, com a chave de alimentação e com a chave seletora de tensão de entrada AC. Depois de conferir tudo, ligue o secundário do transformador a entrada da placa, pelo conector de entrada CA.

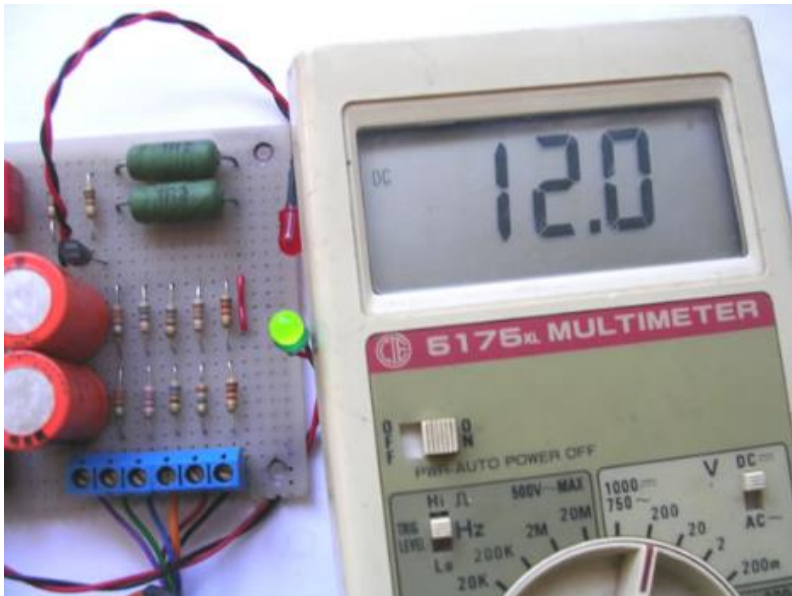


Foto 4: Teste da saída de 12 volts

Monte agora os LEDs, os bornes e a chave seletora de tensões na caixa da fonte. Interligue tudo com os conectores na placa.

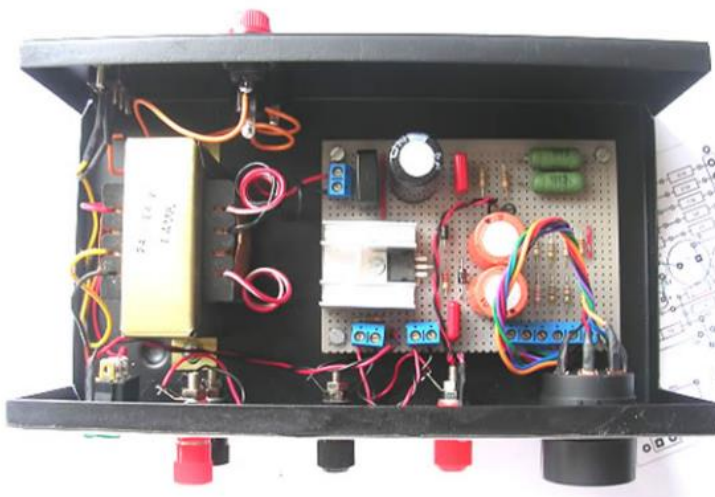


Foto 5: Interior da fonte

Confira tudo novamente antes de ligar a chave de alimentação. Ao acioná-la, o LED verde deverá acender, indicando que a fonte está ligada. O LED vermelho deverá ficar apagado.



Foto 6: Painel da fonte montada

CONCLUSÃO

Terminada a montagem da fonte de alimentação, conecte uma carga resistiva, um resistor de 100 ohms x 5 watts, por exemplo, aos bornes de saída da fonte, e, em paralelo, um multímetro na escala de 20 Volts CC. Meça a tensão de saída em cada posição da chave seletora de tensão.

Pequenas variações na leitura das tensões de até uma casa decimal são plenamente aceitáveis.

Teste também a saída não-regulada de 30 volts CC. Para testar o acionamento do alarme de sobrecorrente, desligue a fonte, selecione no painel a escala de 5 volts e conecte um resistor de 4,7 ohms x 10 watts na saída da fonte. O LED vermelho deve acender pois $5 \text{ volts} / 4,7 \text{ ohms} > 1 \text{ ampère}$.

A figura 3 é apenas uma sugestão para o painel frontal da fonte. Você pode trocar a tensão de saída de 6 volts, hoje menos usual, pela tensão de 3,3 volts.

Também, você pode substituir o LED vermelho por um *buzzer* de modo que o alarme de 1 ampère seja sonoro e não visual, ou ambos.

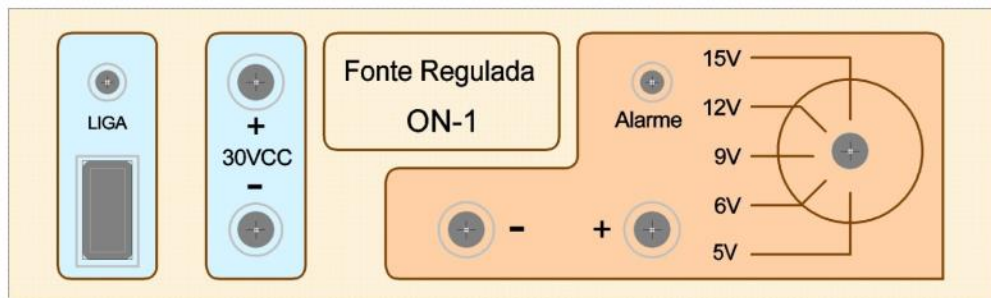


Figura 3: Painel frontal da Fonte de Alimentação de Bancada

Lista de materiais

Resistores

R1 e R2	1K5
R3	220ohms
R4	1 K
R5 e R6	1K2
R7 e R8	330 ohms
R9	270 ohms
R10	560 ohms
R11 e R12	680 ohms
R13	390 ohms
R14	1K5
R15 e R16	1K2

Capacitores

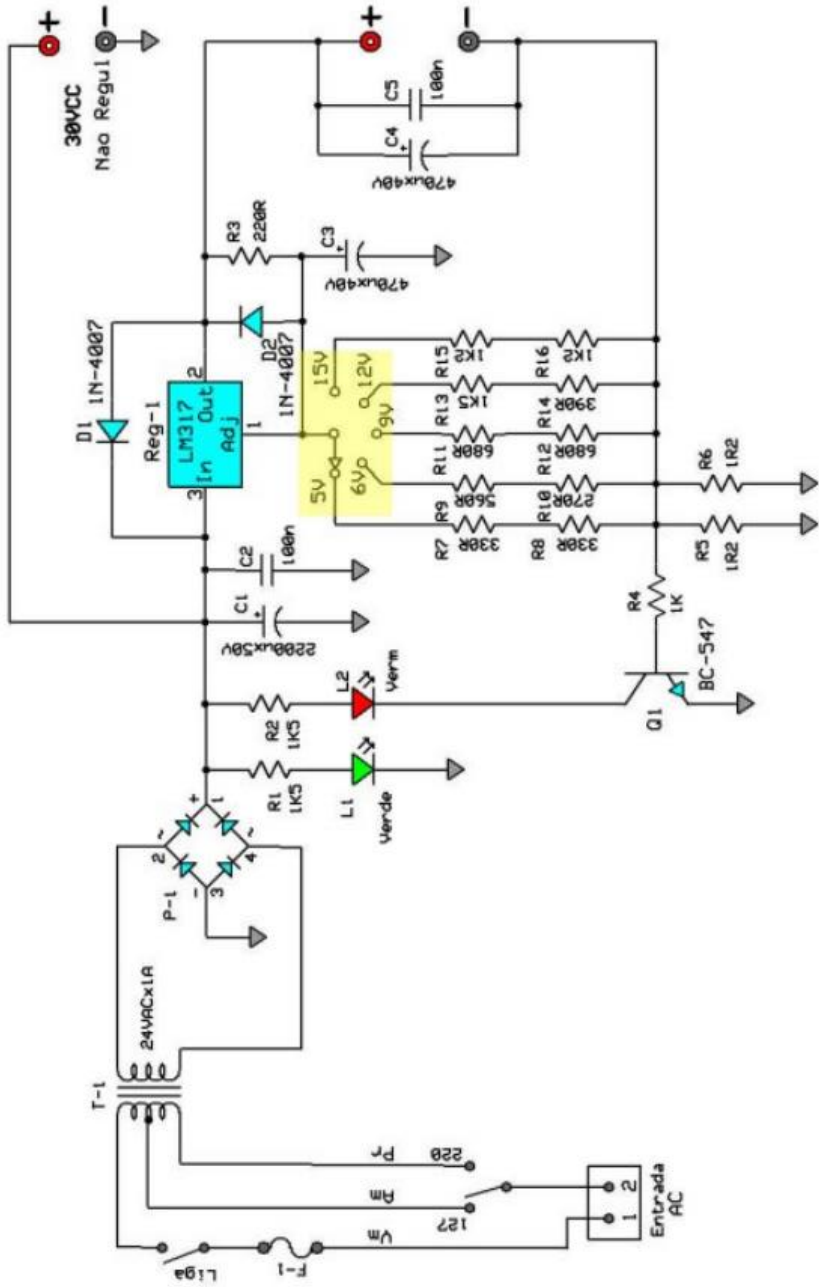
C1	2200uF x 50V
C2 e C5	100nF x 100V
C3 e C4	470uF x 50V

Semicondutores

P1	ponte retif 1Amp
Reg1	LM-317T
D1 e D2	1N-4007
L1	Led verde 5mm
L2	Led verm 5mm
Q1	BC-547A

Outros

T1	Transf 127+127V x 18V x 1A
F1	Fusivel 0,5A (127V)
Ch1	Seletora 1polo x 2posições
Ch2	1polox1posição
Ch3	Seletora 1polo x 5posições
Miscelaneas	Bornes, Terminais, Placa perfurada



Loudness, Uma História...

Parte I

Álvaro Neiva*

Na primeira revista Antenna que comprei, em 1969, tinha um interessante artigo sobre a correção de audibilidade, aquilo que o controle de “Loudness”, presente nos equipamentos de áudio chamados de Hi-Fi na época, tentava fazer.

A razão da existência desses controles é a característica de percepção da sensação sonora, em função da pressão sonora, que nossos ouvidos têm.



Essa característica foi descoberta quando se estudava o nosso sistema auditivo para determinar as necessidades de desempenho do sistema telefônico, no início do século XX, nos laboratórios Bell.

Dois cientistas, Fletcher e Munson, em 1933, pesquisavam a resposta do sistema auditivo a sons de diferentes frequências, com sensação de mesmo volume. Foi descoberto então, que sons de baixa frequência (graves) e de muito alta frequência (agudos) precisavam de muito mais pressão sonora que sons de médias frequências para gerar a mesma sensação.

Os resultados dessas experiências são mostrados pelas curvas “iso-audíveis” (*equal loudness contours*).

Nelas, o nível em dB de pressão sonora a 1kHz serve de referência para uma unidade de sensação sonora, o phon, as curvas indicando o nível em dB para a mesma sensação de “volume” para outras frequências.

Essas experiências pioneiras foram revisadas na década de 50 por Robson e Dadson e posteriormente atualizadas e transformadas em padrão ISO, o ISO 226, cuja última versão data de 2003 (Fig.1).

*Engenheiro Eletricista

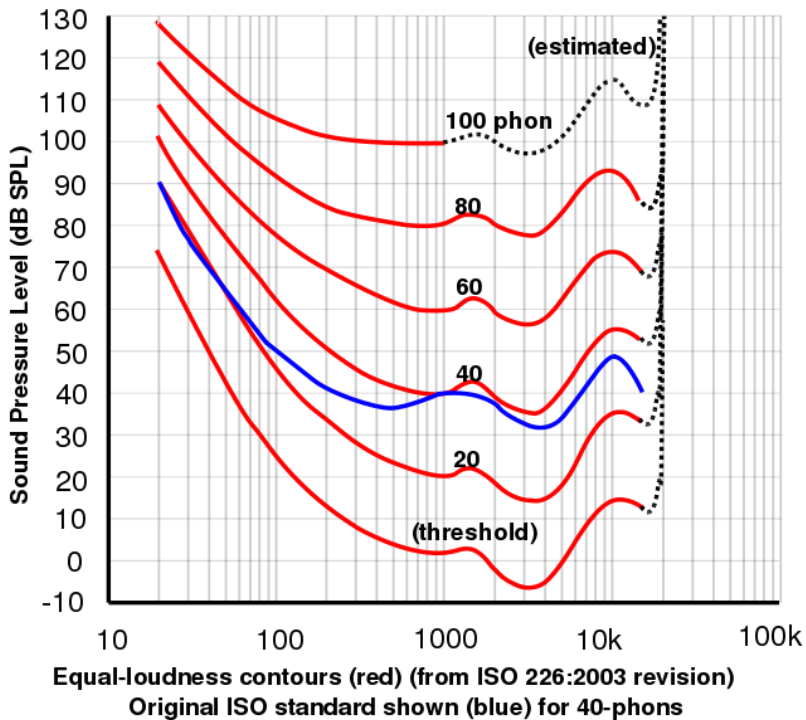


Fig. 1

Vejam que mesmo a 100 phon, a região de baixas frequências precisa de mais pressão sonora e energia do que a região de médias frequências.

Para compensar essa característica do sistema auditivo, precisamos de um atenuador dependente da frequência. Tradicionalmente, era usado um potenciômetro com uma derivação e uma impedância RC.

Como a equalização é dependente do nível de pressão sonora, uma primeira análise seria levantar os valores máximos e mínimos observados no ambiente doméstico. Embora isso possa ser muito variável de indivíduo para indivíduo, é razoável, falando sobre níveis médios, supor que não ultrapássemos uns 95dB a 100dB como nível máximo.

Por outro lado, o nível de ruído no interior de uma residência fica na faixa de 40 a 50dB. Para reprodução de música, precisamos manter uns 20dB de relação sinal a ruído, no mínimo, o que vai indicar níveis mínimos de reprodução da ordem de 60 a 70dB. Frente a esses dados, uma atenuação de 30dB a 40dB parece adequada como objetivo de projeto.

Fica claro pelas curvas a necessidade de compensação para atender à resposta não linear do ouvido.

Em verde, uma possível aproximação para compensação com nível de 70dB:

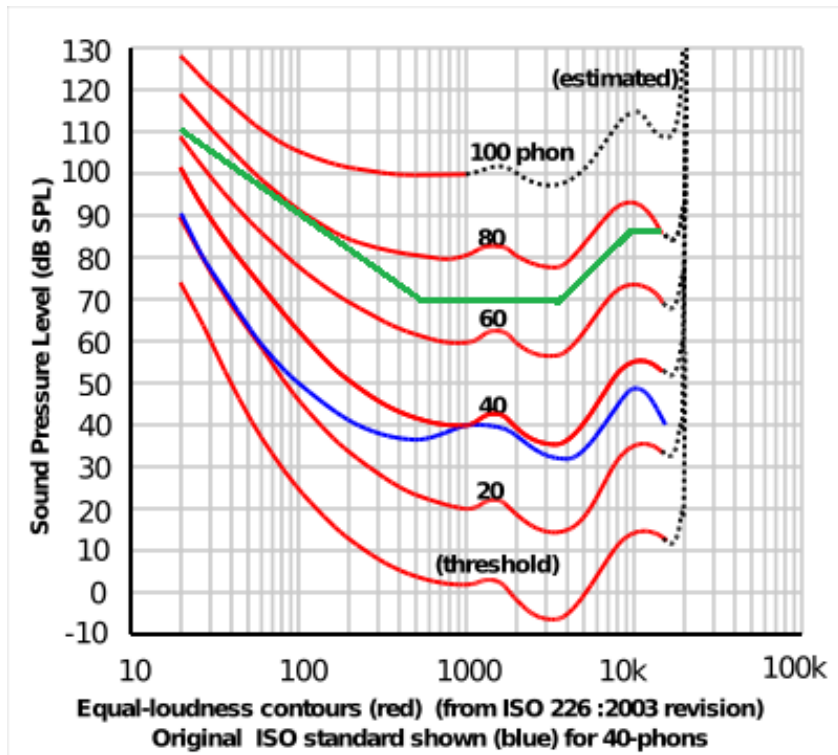


Fig. 2

Para a curva de 60 phon, temos o seguinte comportamento:

Entre 20Hz e 500Hz, temos uma queda de 50dB;

Entre 30Hz e 500Hz temos uma queda de 40dB;

A queda real é variável, mais abrupta entre 20Hz e 100Hz e mais suave entre 100Hz e 500Hz.

Para curvas de maior valor, como a de 80 phon, por exemplo, a variação é mais suave, permitindo pensar num circuito de menor ordem, mais fácil de realizar com impedâncias RC.

Para a curva de 80 phon, temos o seguinte comportamento:

Entre 30Hz e 200Hz, temos uma queda de 30dB, aproximadamente;

Entre 3kHz e 10kHz temos uma subida de 12dB, aproximadamente.

Vamos imaginar uma rede que possa aproximar razoavelmente esse comportamento, da forma mais simples, com apenas um elemento ativo ou amplificador, já que tradicionalmente se usam circuitos RC passivos para fazer isso. Os circuitos tradicionais precisam de um potenciômetro com uma derivação. Seria mais interessante usar potenciômetros comuns e lineares para fazer a função.

Um circuito para realizar a primeira parte da aproximação seria um atenuador em L dependente da frequência como abaixo:

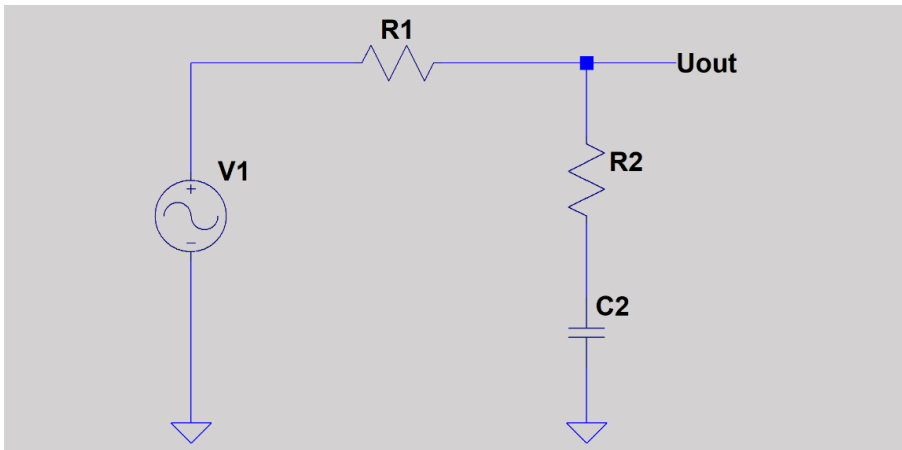


Fig. 3

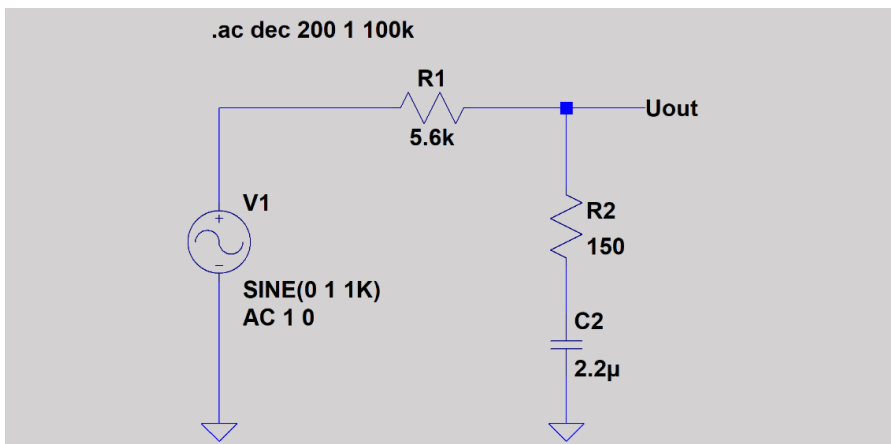


Fig.4

Resposta obtida:

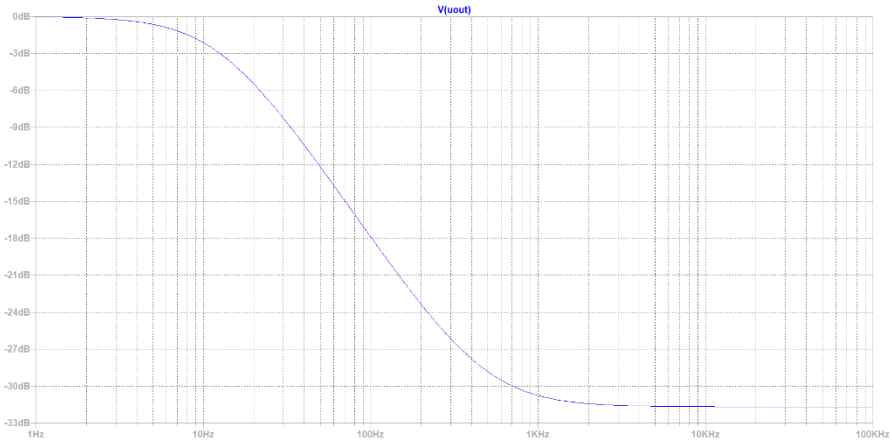


Fig. 5

A atenuação para frequências acima de f_2 será:

$$\frac{U_1}{U_{in}} = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}$$

O circuito acima não é suficiente para atender a resposta desejada na região de alta frequência, portanto precisamos mudar a abordagem e pensar em introduzir mais impedâncias RC e, certamente, um estágio amplificador.

Também é desejável introduzir uma variação contínua da atenuação através de um controle de atuação, sem fugir das curvas de referência.

Vamos escolher um circuito que possa aproximar o comportamento desejado.

Lembrando da **Função de Transferência** do circuito da figura 4, onde a variável s tem a frequência f dos sinais embutida, $s=j2\pi f$, a qual explicamos anteriormente no artigo sobre o pré-amplificador RIAA:

$$A_V(s) = \frac{sR_2C_2 + 1}{s(R_1 + R_2)C_2 + 1} = \frac{j2\pi f \cdot R_2C_2 + 1}{j2\pi f \cdot (R_1 + R_2)C_2 + 1}$$

Podemos escrever essa função de ganho versus frequência como:

$$A_V(j2\pi f) = \frac{j2\pi f \cdot R_2C_2 + 1}{j2\pi f \cdot (R_1 + R_2)C_2 + 1} = \frac{j2\pi f \cdot T_2 + 1}{j2\pi f \cdot T_1 + 1}$$

Onde T_1 e T_2 são as **constantes de tempo RC** daquela configuração de circuito.

É interessante observar que, quando $T_1 > T_2$, quando a frequência f aumenta, o ganho $A_v(f)$ diminui, e quando $T_2 > T_1$ quando a frequência f aumenta, o ganho $A_v(f)$ aumenta também.

A resposta que desejamos tem uma queda até um mínimo, depois uma subida até um patamar um pouco acima. Isso significa uma função da frequência com, pelo menos, quatro constantes de tempo:

$$A_v(j2\pi f) = \frac{(j2\pi f \cdot T_2 + 1)(j2\pi f \cdot T_3 + 1)}{(j2\pi f \cdot T_1 + 1)(j2\pi f \cdot T_4 + 1)}$$

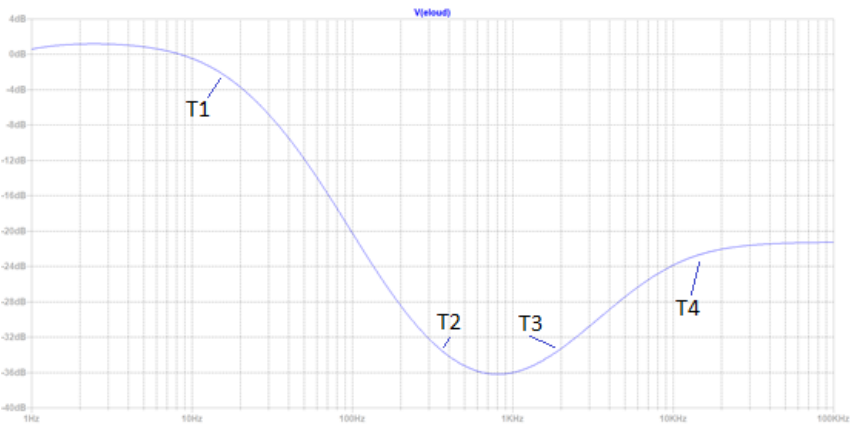


Fig. 6

Vamos avaliar uma possível configuração para realizar essa resposta em frequência:

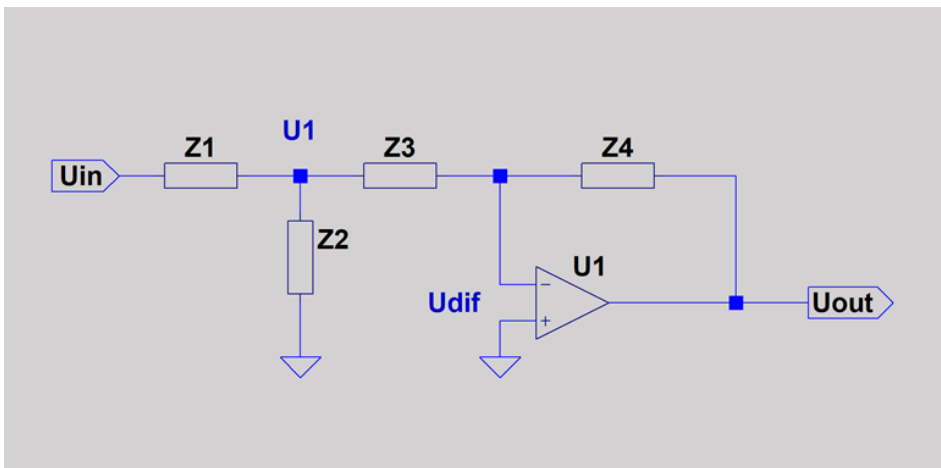


Fig. 7

Vamos fazer uma análise aproximada da configuração proposta.

Considerando o amplificador operacional como ideal, podemos escrever:

$$U_{dif} = \frac{U_{out}}{A_{vdif}} \approx 0$$

Já que o ganho de tensão diferencial do opamp é muito alto.

Isso torna a junção de Z3 e Z4 um **terra virtual**.

Então:

$$Z_2 \text{ em paralelo com } Z_3 = \left[\frac{Z_2 \cdot Z_3}{(Z_2 + Z_3)} \right]$$

$$U_1 = \frac{U_{in} \cdot \left[\frac{Z_2 \cdot Z_3}{(Z_2 + Z_3)} \right]}{\left\{ Z_1 + \left[\frac{Z_2 \cdot Z_3}{(Z_2 + Z_3)} \right] \right\}}$$

$$U_{out} = -U_1 \cdot \frac{Z_4}{Z_3}$$

$$U_{out} = \frac{-U_{in} \cdot \left[\frac{Z_2 \cdot Z_3}{(Z_2 + Z_3)} \right] \cdot \frac{Z_4}{Z_3}}{\left\{ Z_1 + \left[\frac{Z_2 \cdot Z_3}{(Z_2 + Z_3)} \right] \right\}}$$

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{- \left[\frac{Z_2 \cdot Z_3}{(Z_2 + Z_3)} \right] \cdot \frac{Z_4}{Z_3}}{\left\{ Z_1 + \left[\frac{Z_2 \cdot Z_3}{(Z_2 + Z_3)} \right] \right\}}$$

Quando eu vejo uma expressão assim, sempre me pergunto:

Como podemos simplificar...?

Aqui não é difícil, posso imaginar $Z_3 \gg Z_2$, na frequência f_2 , e então temos:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{-Z_2}{(Z_1 + Z_2)} \cdot \frac{Z_4}{Z_3}$$

O primeiro termo com Z_1 e Z_2 pode realizar as constantes T_1 e T_2 , determinando f_1 e f_2 , ficando para Z_3 e Z_4 realizarem T_3 e T_4 , determinando as frequências f_3 e f_4 , $f_3 < f_4$, mais o ganho necessário.

Fazendo $Z_1 = R_1$

E Z_2 a série entre R_2 e C_2 .

Temos um ponto de partida:

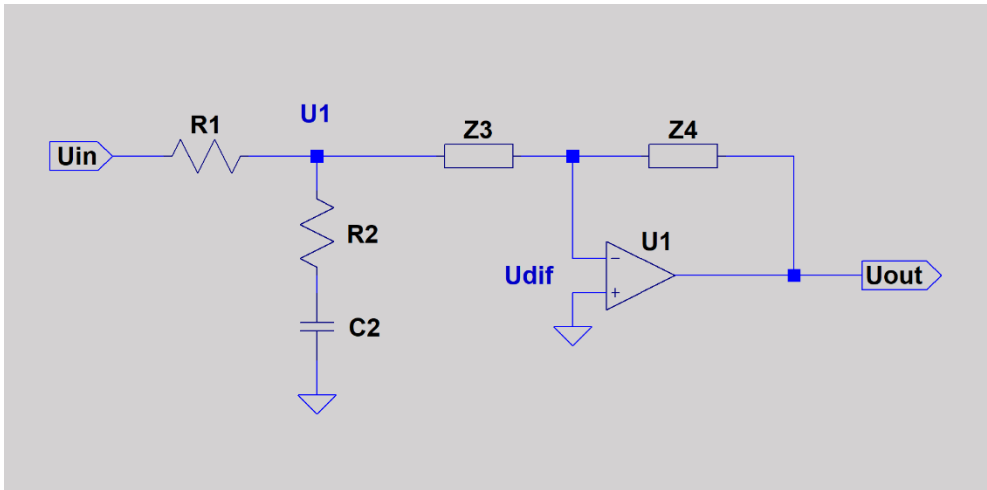


Fig. 8

$$\frac{U_1}{U_{in}} = \frac{Z_2}{(Z_1 + Z_2)} = \frac{sR_2C_2 + 1}{s(R_1 + R_2)C_2 + 1}$$

$$T_1 = (R_1 + R_2)C_2$$

$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_1 + R_2)C_2}$$

$$T_2 = R_2 \cdot C_2$$

$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_2}$$

Vamos imaginar uma possibilidade de ajustar a atenuação, usando a configuração da fig. 9.

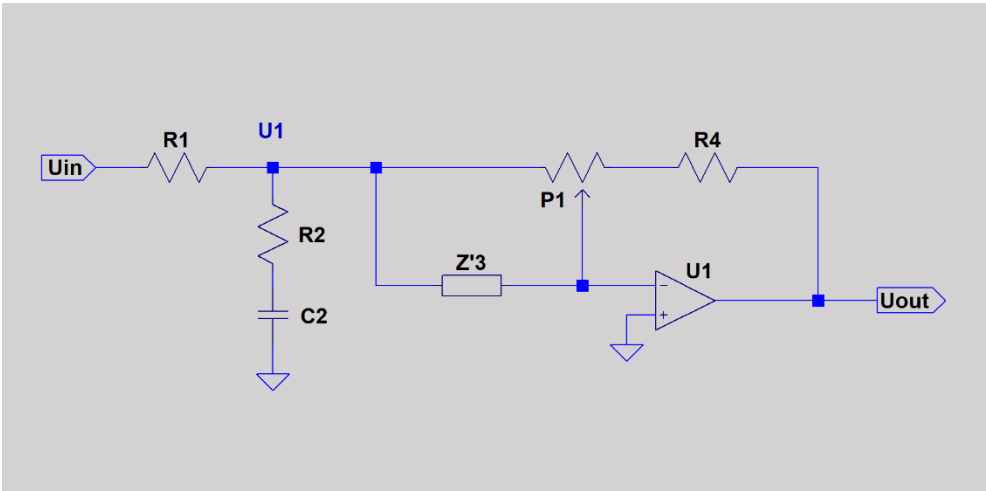


Fig. 9

Nessa configuração, quando o cursor de P_1 está todo para a esquerda, na junção de R_1 com R_2 , teremos o seguinte circuito equivalente:

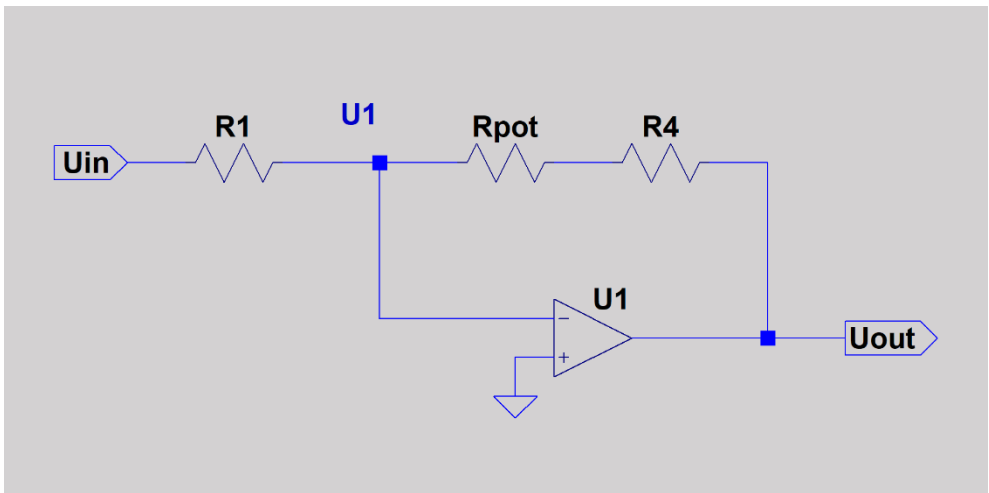


Fig. 10

Aqui, se $R_1 = R_{pot} + R_4$, $A_v = -1$, independente da frequência.

No outro extremo, quando o cursor de P_1 fica todo para R_4 , ficamos com o seguinte circuito equivalente:

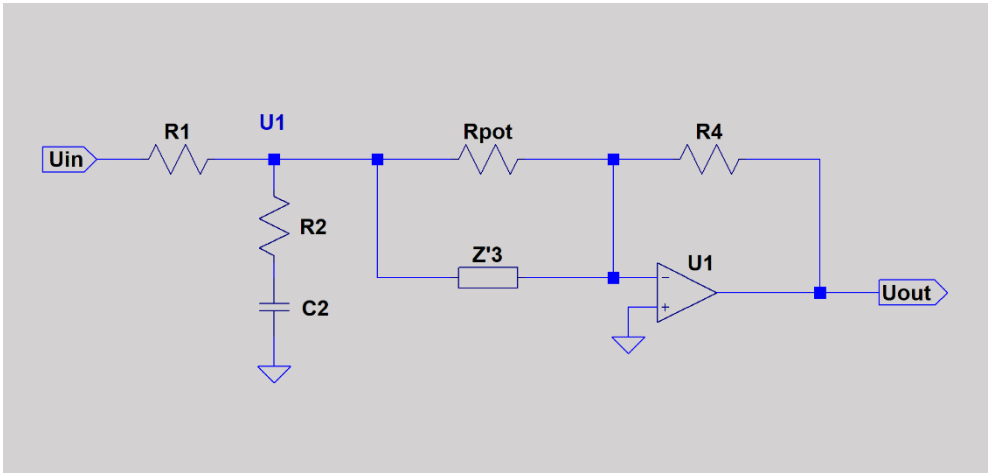


Fig. 11

Z_3 , que será Z'_3 em paralelo com R_{pot} , (fig. 11) precisa introduzir um zero em f_3 e um polo em f_4 . Fazendo Z'_3 um circuito série RC temos um zero, vamos introduzir um resistor em paralelo para buscar a realização do polo.

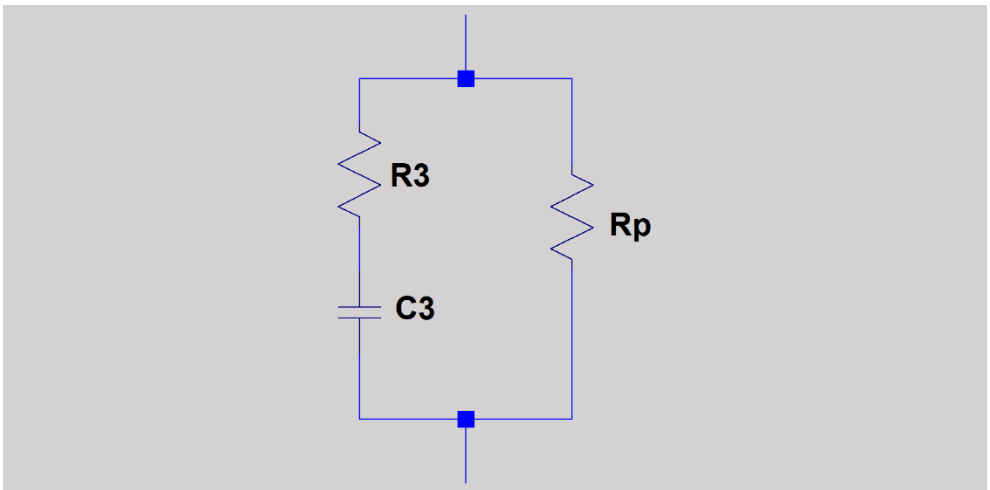


Fig. 12

Analisando a impedância transformada:

R_p pode ser a resistência do potenciômetro ou do paralelo de uma resistência de ajuste com o potenciômetro.

$$Z_3(s) = \frac{1}{\frac{1}{Z_3} + \frac{1}{R_p}} = \frac{1}{\frac{sC_3}{(sR_3C_3 + 1)} + \frac{1}{R_p}} = \frac{R_p(sR_3C_3 + 1)}{[s(R_p + R_3)C_3 + 1]}$$

Como o ganho entre U_1 e U_{out} será, aproximadamente, **se $Z_3 \gg Z_2$** em f2:

$$\frac{U_{out}}{U_1} = -\frac{Z_4}{Z_3} = -\frac{R_4}{Z_3}$$

Então:

$$\frac{U_{out}}{U_1} = -\frac{R_4[s(R_p + R_3)C_3 + 1]}{R_p(sR_3C_3 + 1)}$$

Podemos identificar o ganho para frequências muito altas (maiores que f_4) como:

$$\frac{U_{out}(f_4)}{U_1(f_4)} = -\frac{R_4}{R_p // R_3} = \frac{-R_4}{\frac{R_p \cdot R_3}{(R_p + R_3)}}$$

Ou, se $R_3 \ll R_p$:

$$\frac{U_{out}(f_4)}{U_1(f_4)} \approx -\frac{R_4}{R_3}$$

Também observamos as constantes de tempo e frequências características a seguir:

$$T_3 = (R_p + R_3)C_3$$

$$f_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_p + R_3)C_3}$$

$$T_4 = R_3 \cdot C_3$$

$$f_4 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_3 \cdot C_3}$$

Com isso, vemos a possibilidade de realizar a segunda metade da resposta desejada. Embora seja uma aproximação apenas, sujeita a erro devido à interação entre Z_2 e Z_3 , podemos usar as relações encontradas para iniciar nosso projeto:

a) Atenuação máxima entre f_1 e f_2 : $AT=30dB$;

$$\text{Ganho de tensão} = A_v = 10^{\frac{-AT}{20}} = 10^{\frac{-30}{20}} = 0,032$$

$$A_v = \frac{U_1}{U_{in}} = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} = 0,032$$

$$(R_1 + R_2) \cdot 0,032 = R_2$$

$$R_1 \cdot 0,032 = (1 - 0,032) \cdot R_2$$

$$R_2 = \frac{0,032}{(1 - 0,032)} \cdot R_1 = 0,033 \cdot R_1$$

Podemos tentar fazer $R_1 \approx 1,1 \cdot R_{pot}$ pensando em atender a condição de ganho unitário quando o cursor do potenciômetro estiver na posição de atuação nula, em contato com R_1 . Teremos de confirmar essa hipótese determinando o valor de R_4 para a condição de atuação máxima de forma a atender à condição: $R_1 = R_{pot} + R_4$.

b) $f_1 \approx 20Hz$, $f_2 \approx 500Hz$;

$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_1 + R_2) C_2} = 20Hz$$

$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_2} = 500Hz$$

c) $f_3 \approx 3kHz$, $f_4 \approx 10kHz$, frequências separadas por menos que uma década, nem duas oitavas, o que indica que vai haver interação entre polos e zeros e vamos precisar de otimização, talvez a simplificação não seja possível.

$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_p + R_3) C_3} = 3000Hz$$

$$f_4 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_3 C_3} = 10000Hz$$

d) Atenuação em f_4 : 20dB.

$$\text{Ganho de tensão em } f_4 = A_v = 10^{\frac{-20}{20}} = 10^{-1} = 0,1$$

$$A_v = \left| \frac{U_{out}}{U_1} \right| = \frac{R_4}{R_p} = 0,1$$

Definindo R_p podemos começar.

Um valor adequado deve ser baixo para manter todas as resistências do circuito com valores reduzidos, mantendo o ruído de fundo (hiss) do circuito no menor nível possível, mas não tão baixo que aumente as distorções (DHT e DI) do circuito, por carregar as etapas de amplificação.

Vamos usar $5k\Omega$ como primeira aproximação.

Então:

$$\begin{aligned} R_4 &= 0,1 \cdot R_p = 500\Omega \\ R_1 &= 1,1 \cdot R_p = 5500\Omega \approx 5,6k\Omega \end{aligned}$$

Podemos então aproximar R_4 para 560Ω .

$$R_2 = 0,033 \cdot R_1 = 0,033 \cdot 5600 = 185\Omega \approx 180\Omega$$

Vamos usar esse valor para achar um valor inicial para C_2 , antes de ajustar a resposta usando o LTSpice.

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot f_2} = \frac{1}{6,28 \cdot 180 \cdot 500} = 1,77\mu F \approx 1,8\mu F$$

Ganho entre f_3 e f_4 : 30dB-20dB= 10dB

$$G\left(\frac{f_4}{f_3}\right) = 10^{\frac{10}{20}} = 3,162 = \frac{R_4}{R_3}$$

$$R_3 = \frac{R_4}{3,162} = \frac{500}{3,162} = 158\Omega \approx 150\Omega$$

Vamos usar esse valor para tentar determinar um valor para C_3 :

$$C_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_3 \cdot f_4} = \frac{1}{6,28 \cdot 150 \cdot 10000} = 106,2nF \approx 100nF$$

O que resultaria numa f_3 de:

$$f_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_p + R_3)C_3} = \frac{1}{6,28 \cdot 5150 \cdot 0,1 \times 10^{-6}} = 309\text{Hz}$$

Vamos conferir o valor ou módulo de $Z'3$ nessa frequência.

$$|Z'_3| = \sqrt{R_3^2 + X_{C3}^2} = 5152\Omega, \theta_{Z'3} \approx -88^\circ, \text{ quase puramente capacitiva.}$$

Z_3 é $Z'3$ em paralelo com a resistência do potenciômetro.

Então

$$|Z_3| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{R_3^2 + X_{C3}^2}}\right)^2 + \left(\frac{1}{R_p}\right)^2}} = 3588\Omega$$

Bem maior que R_3 . Vamos tentar reduzir o valor de C_3 para aproximar f_3 em função de (R_p+R_3) , outra importante constante de tempo do circuito.

Então

$$C_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_p + R_3)f_3} = \frac{1}{6,28 \cdot 5150 \cdot 500} = 0,062\mu\text{F} = 62\text{nF}$$

Aparentemente, vai ser possível usar as aproximações feitas, mas vamos testar usando o LTSpice.

Circuito simulado:

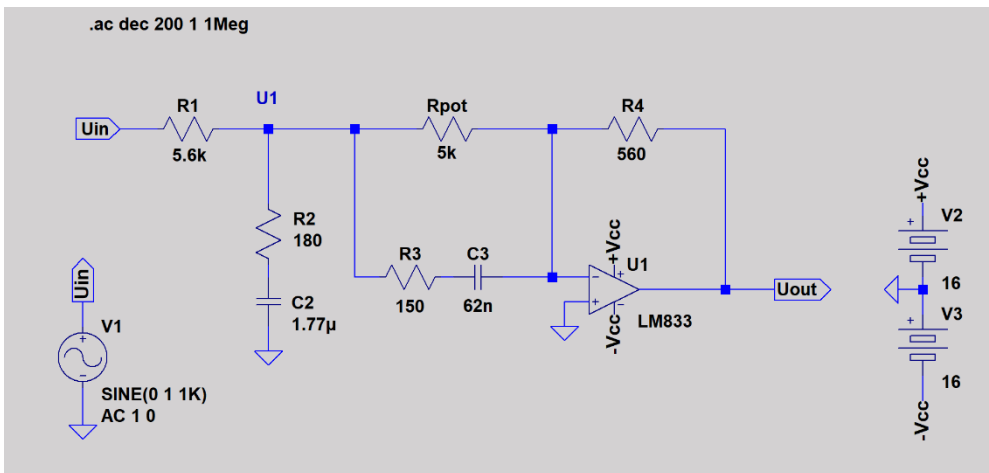


Fig. 13

Resultado:

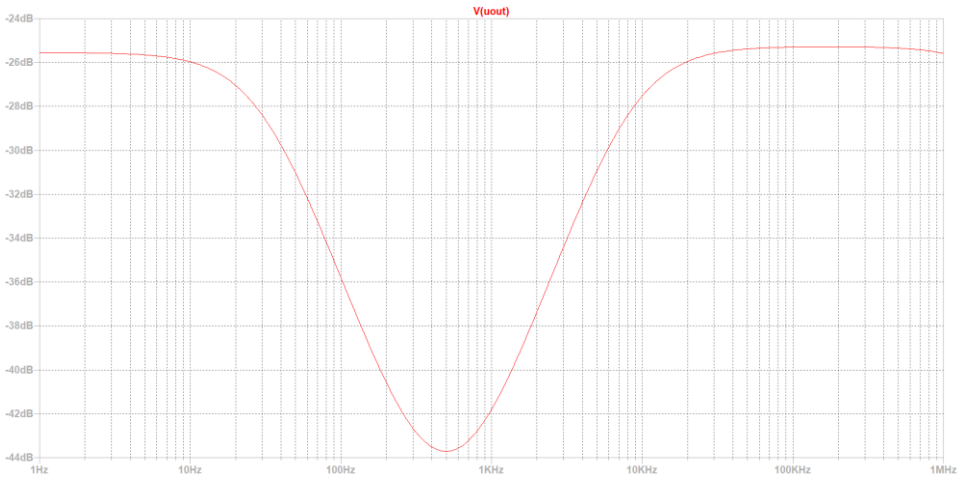


Fig. 14

Bom, embora a forma da resposta se aproxime da desejada, os ganhos e frequências ficaram fora do pretendido. Isso indica forte interação entre as frequências naturais do circuito, pela proximidade de polos e zeros. Mas indica um caminho para a solução.

Para conseguir ganho em baixas frequências, podemos substituir R4 por uma impedância da mesma forma que Z₃.

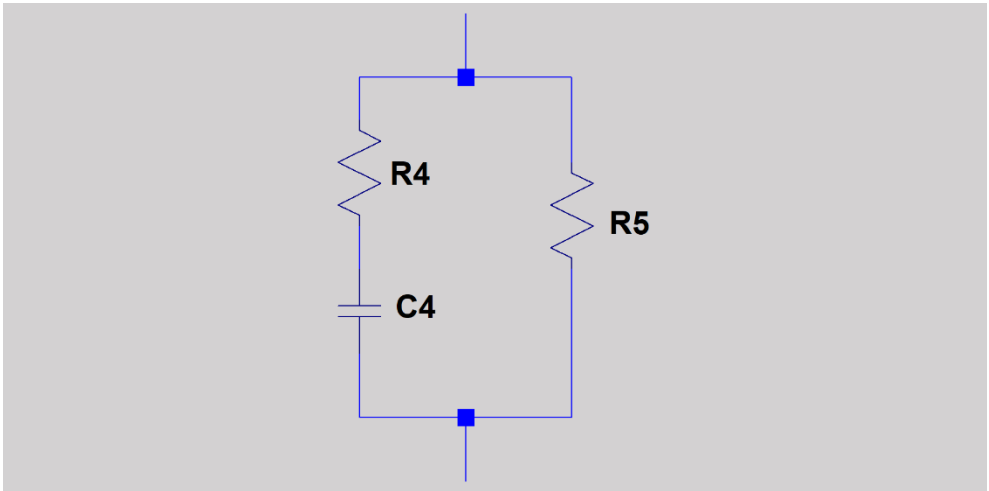


Fig. 15

De forma que o ganho aumente até:

$$\frac{R_5}{(R_1 + R_p)}$$

Já que os capacitores vão se comportar como altas impedâncias para baixas frequências.

O aumento de ganho necessário na frequência de 20Hz vai ser de 27dB ou 22,4 vezes, aproximadamente.

Então:

$$\frac{R_5}{(R_1 + R_p)} = 22,4$$

$$R_5 = 22,4 \cdot (R_1 + R_p) = 22,4 \cdot 10600 = 237,44k\Omega \approx 240k\Omega$$

O capacitor C_4 pode ser calculado para introduzir um aumento de ganho a partir de 20Hz pela constante de tempo:

$$C_4 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_p + R_4) \cdot 20} = \frac{1}{6,28 \cdot 5560 \cdot 20} = 1,43\mu F$$

Então, na atuação máxima, o circuito ficaria assim:

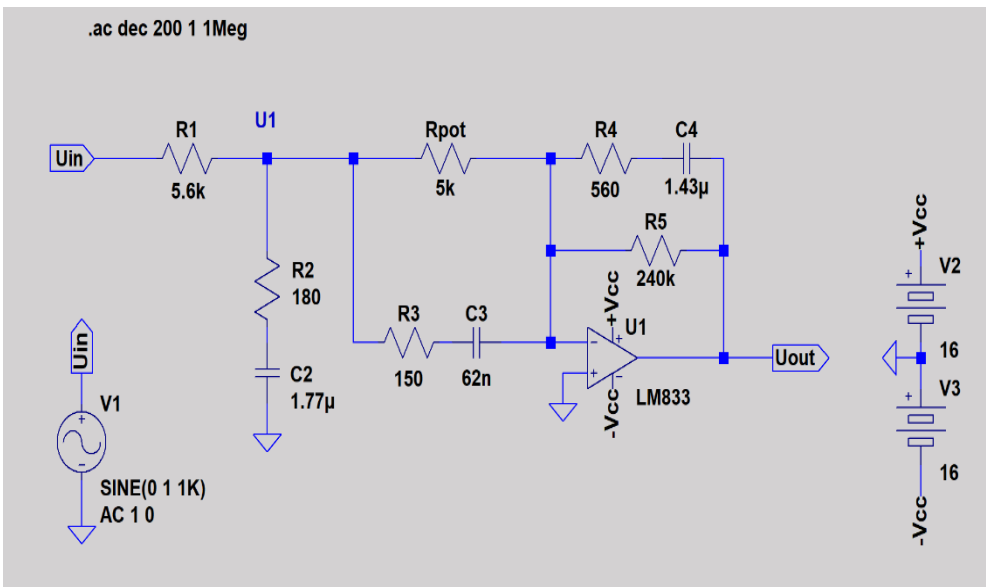


Fig. 16

Com o resultado:

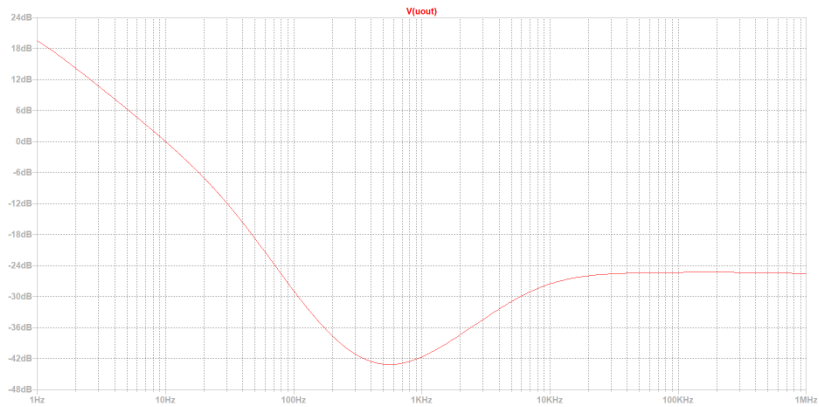


Fig. 17

E vemos um excesso de ganho em frequências subsônicas. Para fazer frente a isso, podemos introduzir um capacitor de mesmo valor que C_4 em série com R_1 , criando uma constante de tempo R_1C_1 e correspondente frequência de corte f_1 .

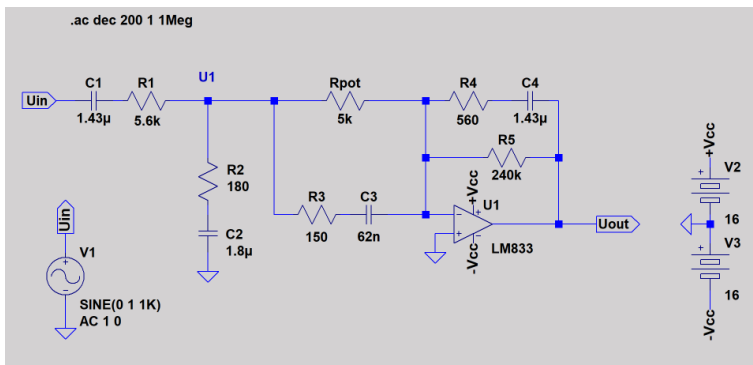


Fig. 18

Resultado:

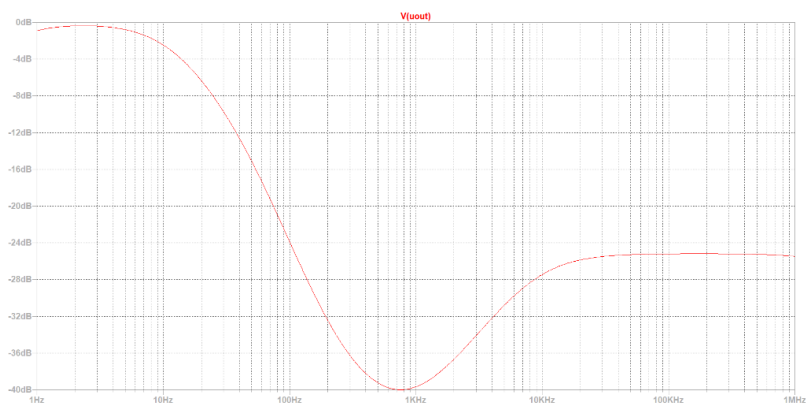


Fig. 19

Vamos introduzir um resistor em paralelo com o potenciômetro para ajustar a perda.

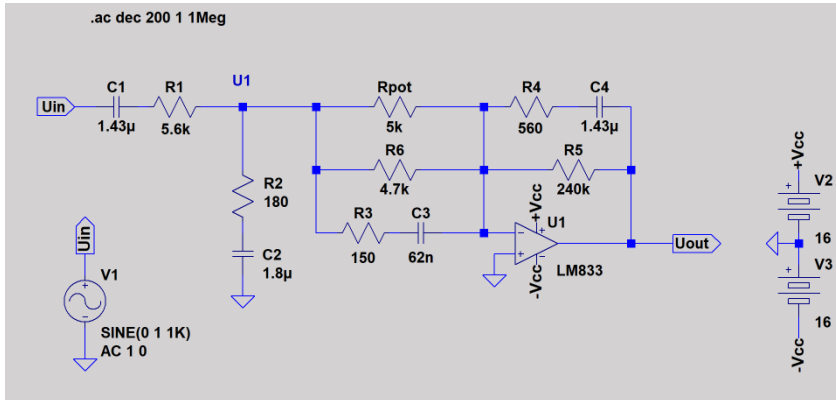


Fig. 20

Resultados:

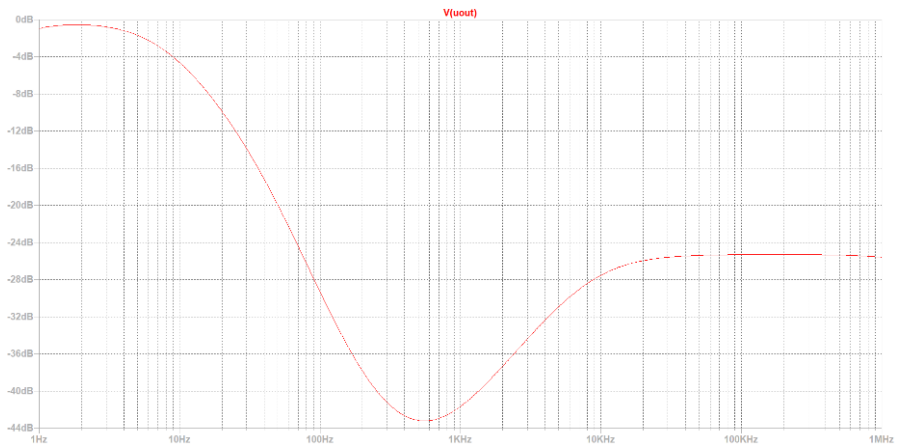


Fig. 21

Na posição de resposta plana o circuito fica assim:

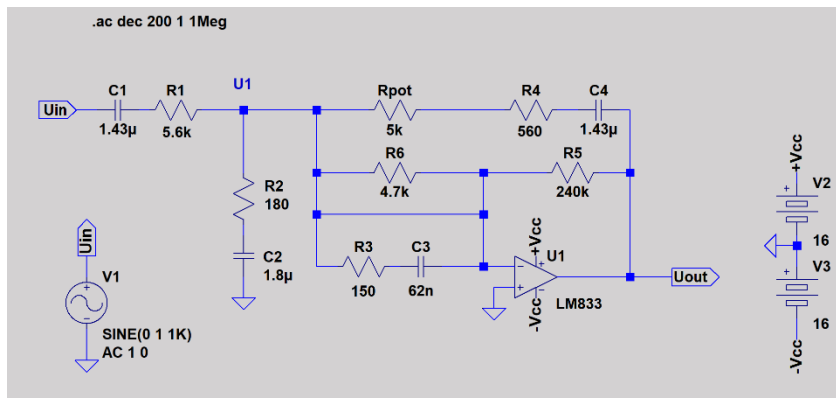


Figura 22

Resultados:

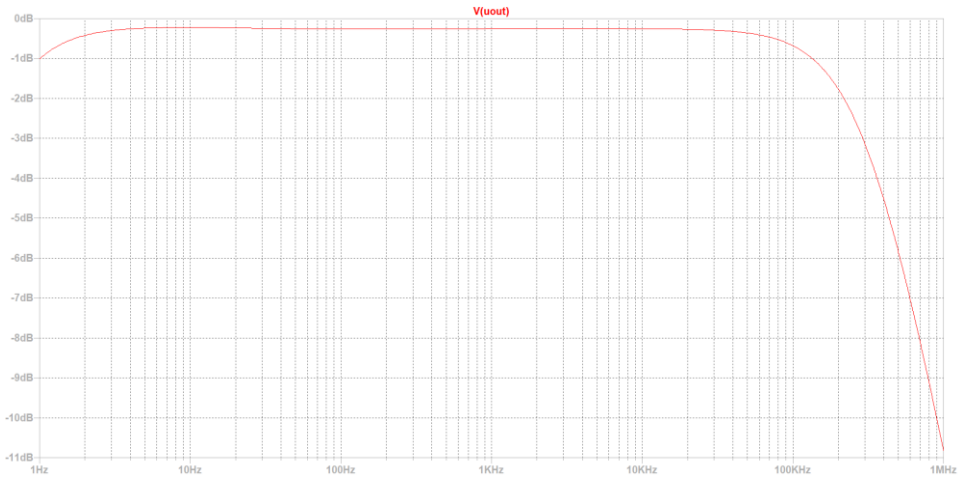


Fig. 23

Após mais alguns ajustes e adequação de valores:

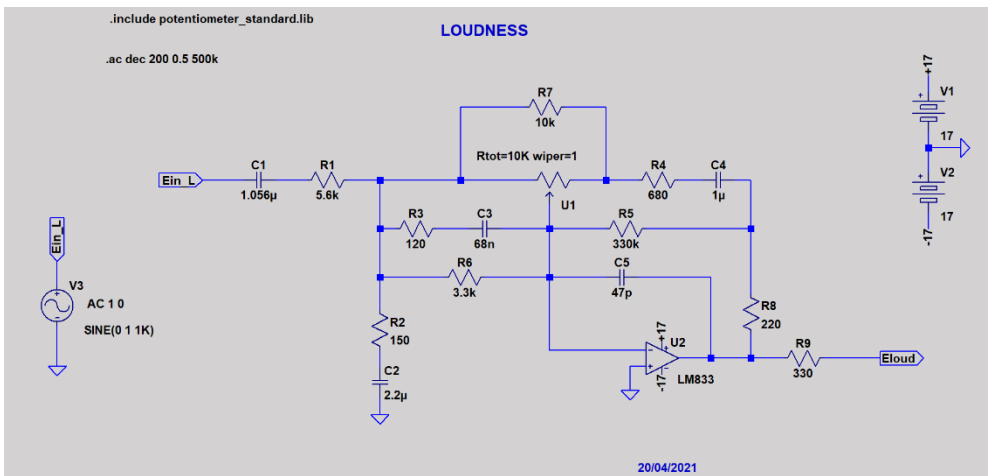


Fig. 24

Para C_1 podem ser usados dois capacitores em paralelo, um de $1\mu\text{F}$ e outro de 47nF ou 56nF . Os capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 devem ser de 5% de tolerância ou selecionados. C_1 deve ser próximo a $1,05 \times C_4$. Os resistores devem ser de 1% filme metálico. R_9 é opcional, usado de acordo com a impedância de entrada do estágio seguinte para conseguir ganho unitário ou substituído por um jumper. R_7 foi introduzido para permitir usar um potenciômetro de $10\text{k}\Omega$, mais fácil de encontrar, e linearizar a atuação do controle.

Resultados:

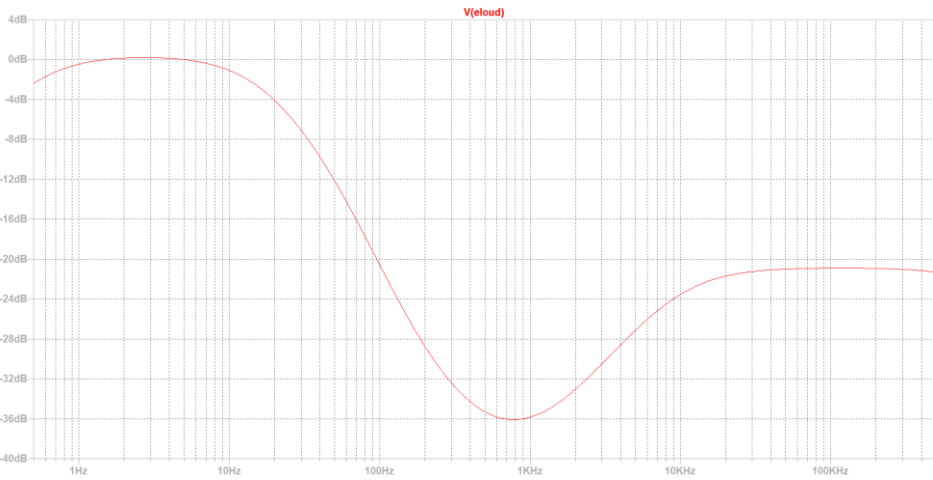


Fig. 25

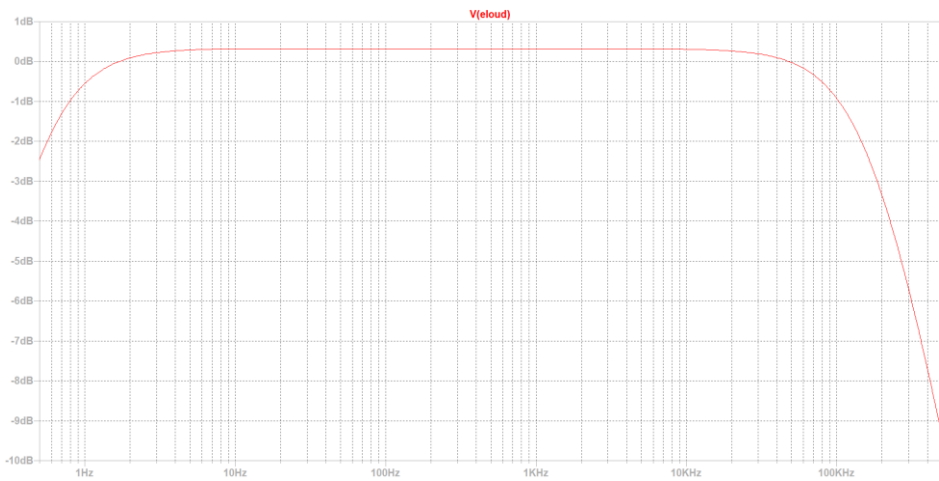


Fig. 26

No próximo número, considerações sobre seleção de componentes e medições feitas num protótipo real.

Até lá!

NÃO JOGUE NO LIXO

Transformando Recarregadores de Bateria de Celular Em Fontes Ajustáveis

Paulo Brites*

Como eu anunciei no artigo de junho de 2021, vou iniciar uma nova série chamada **NÃO JOGUE NO LIXO**.

No primeiro artigo da série pretendo mostrar como “transformar” um recarregador de bateria de celular em uma mini fonte de alimentação ajustável para a sua bancada.

Fontes de alimentação são imprescindíveis na bancada do técnico, seja ele um hobista (atualmente está na moda chamar de *makers*) ou um profissional que se dedica a reparação de aparelhos eletrônicos.

A mesma ideia que irei apresentar pode ser aplicada também às fontes de modems, telefones sem fio e tantas outras que encontramos aos montes abandonadas por aí.

Entretanto, a melhor opção é usar fontes cuja tensão de saída seja de 5VDC (ou menos) como ocorre nos recarregadores de bateria de celular.

Com tantos destes dispositivos abandonados por aí, porque não matar duas baratas com uma chinelada só (não é “politicamente correto” matar coelhos!) e dar um destino “digno” para eles que, certamente, você encontrará perdidos no fundo das gavetas de sua casa, dos seus parentes e amigos e até mesmo na lixeira do seu prédio.

Vou propor uma campanha – **adote um recarregador de bateria de celular abandonado** – com isso daremos nossa modesta ajudinha ao planeta, evitando que mais lixo eletrônico vá parar no fundos dos rios e dos mares, contribuindo, na melhor das hipóteses, com as enchentes.

Até aqui Já matamos a barata malfeitora da ecologia “adotando recarregadores abandonados”, agora vamos matar a barata antieconômica.

Mesmo que você não tenha interesse em construir fontes ajustáveis, ainda assim valerá a pena “capturar” estes recarregadores perdidos pelo mundo, tal a quantidade de componentes **não falsificados** que encontrará neles, e que poderão ser úteis em seus projetos ou reparações, economizando alguns reais e a necessidade de sair a procura deles nas lojas de sua cidade nestes tempos pandêmicos.

*Professor de Matemática e Técnico em Eletrônica

Você irá encontrar resistores de baixo valor ôhmico e de precisão, diodos Schottky, o CI TOP222P, usado em algumas fontes, entre outras “pecinhas”.

Começando o projeto da fonte ajustável

Recolhidos os “abandonados” é chegada a hora de escolher qual o melhor para construção da nossa fonte ajustável. E aqui vão algumas dicas que descobri “esquartejando” os dito cujos da minha modesta caixa de “adotados”, que você na figura ao lado.

A primeira dica é que os mais “antigos” são os melhores em nível de elaboração do circuito, bem como na capacidade de fornecer correntes mais “avantajadas”.



O ideal seria encontrar algum que tivesse o CI TL431 ou um diodo Zener, o que facilitaria bastante a adaptação, mas nem sempre é tão simples assim e, por isso, mais adiante irei propor uma solução “padronizada”.

Na verdade, todos eles têm estes componentes, mas algumas vezes aparecem com uma nomenclatura “estranha” e na versão SMD, o que complica bastante.

Outra dica importante é fugir dos recarregadores dos mercado paralelo, leia-se “camelôs” e similares.

Veja este exemplo da fig.1. Cadê o capacitor de filtro da fonte? Como diz aquela brincadeira de criança – o gato comeu (coitado do gato)! Encontrei dois deles na minha sucata.

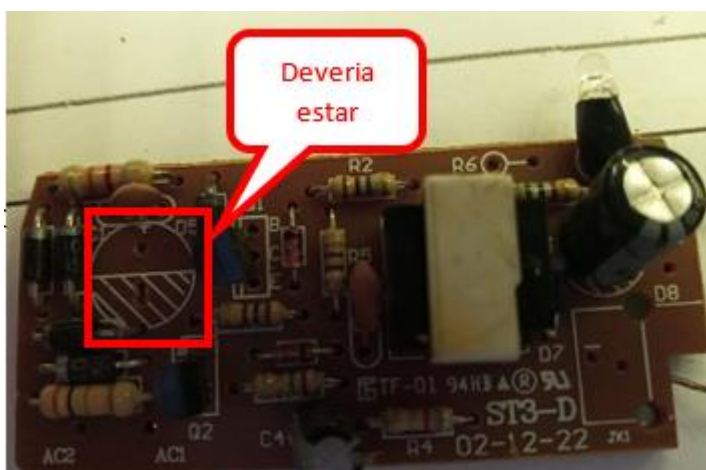


Fig.1 – Recarregador de celular de baixa qualidade

Antes que você argumente que algum mal feitor o retirou, garanto que não porque não havia marcas do crime, ou seja, remoção da solda no local onde “deveria” estar o capacitor e o gabinete nunca fora aberto antes de mim.

E funcionava? Sim, funcionava... Mal!

Ah! Não eram chineses, pelo menos estava tudo escrito em português no rótulo.

O próximo passo será retirar a PCI de dentro da “caixinha” plástica.

Isso seria bem simples se elas tivessem parafusos, como antigamente, mas são coladas para dificultar possíveis reparos e obrigar o consumidor a comprar outro.

Eu usei uma mini retífica Black & Decker, tendo o cuidado de trabalhar com óculos de proteção. Pode-se usar também um estilete ou uma mini serra manual. Cada um dá o seu jeito.

Como eu disse antes, seria ótimo se eu encontrasse um TL431 ou Zener, porém em mais dez recarregadores que desmontei não achei nenhum com estes componentes com esta nomenclatura.

Havia Cis similares em SMD que pela posição no circuito deveriam fazer este papel. E agora, desistir? Jamais!

O Ovo de Colombo

Como eu mencionei anteriormente, pensei numa “solução padronizada” o que tornaria o projeto mais simples, principalmente, para os iniciantes na eletrônica.

Foi aí que eu me lembrei dos conversores DC-DC que atualmente encontramos a venda no Mercado Livre por preços bem acessíveis.

Eu já havia utilizado um deles para resolver o **problema da bateria de 22,5V** dos “bons” multímetros analógicos. Era chegado o momento de utilizá-los também neste meu “projeto”.

Os mais detalhista podem recorrer ao meu artigo [bateria-de-225v-solucao-definitiva](#) e desenvolver seu próprio conversor DC-DC.

Dá um pouco de trabalho, mas vale a pena para quem tem tempo e quer se aprofundar no assunto.

Atualmente, eu prefiro “comprar pronto”.

O importante é estar atento para comprar um tipo denominado **step-up** que podemos traduzir como elevador de tensão.

Na fig.2 vemos, por exemplo, o MT3608, que tem as seguintes especificações e que atendem plenamente nosso propósito:

- Tensão de entrada DC – 2 a 24V
- Tensão de saída DC ajustável – 2,5 a 28V
- Corrente máxima de saída 2A (lembrando que só usaremos a corrente máxima permitida pelo recarregador)



Fig. 2 – Conversor DC-CD step up MT 3608

Juntando tudo

Escolhi o recarregador LG modelo TA-PO1WS da minha sucata que fornece 5VDC@1A, o que é bem razoável para este tipo de fonte.

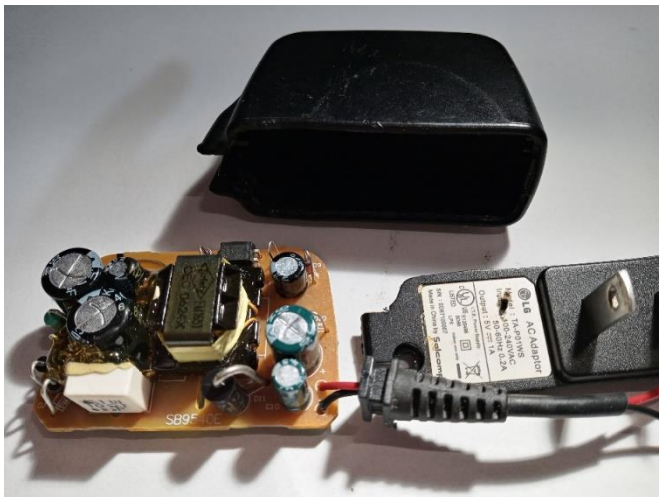


Fig. 3 – Recarregador LG TA-PO1WS

Para simplificar o ajuste da tensão podemos remover o trimpot multivoltas e colocar um potenciômetro linear, de mesmo valor, no seu lugar.

Para dar um toque profissional podemos acrescentar um voltímetro/amperímetro como o **VC-288**, por exemplo, ou outro similar.

Veja meu artigo [Voltímetros e amperímetro digitais DC de painel – aprenda a usá-los.](#)

Não custa lembrar que a alimentação do display deverá ser feita junto com a entrada do conversor DC-DC.

Acompanhe na fig.4.



Fig. 4 – Montagem da fonte ajustável.

Na fig.4 temos um exemplo: a fonte funcionando ajustada para 20V com uma carga que consome 360mA.

Deixo por conta do leitor a “maquiagem” de colocar tudo numa caixinha, de preferência, reaproveitada de alguma embalagem.

Use a sua criatividade!

Antes de encerrar, quero fazer um convite aos leitores:

Quem tiver alguma ideia “genial” de reaproveitamento de sucatas, mande para mim.

Quem sabe ela vira um artigo da série NÃO JOGUE NO LIXO?

O SOM DO CINEMA – Uma Breve História - Parte III

Alfredo Manhães*

O desenvolvimento do áudio estereofônico, nos anos 1930, e do sistema multicanal, criado pelos Estúdios Disney para o filme Fantasia, nos anos 1940, foram inovações importantes para o som do cinema, embora não tenham sido adotadas de forma sistemática pela indústria cinematográfica em função dos custos elevados.

Basta citar, por exemplo, a resposta de frequência dos novos sistemas, que saiu do valor máximo de 6 KHz do Vitaphone para os 15 KHz do Fantasound, levando os executivos do cinema a repensarem os padrões e normas.

A busca por melhor qualidade de áudio na produção de filmes teve grande efeito sobre a Academia de Cinema, que, após o impacto do Fantasound, desenvolveu um esforço considerável para avaliar as condições da acústica de vários cinemas, fossem eles grandes ou pequenos. Assim, foi criado um comitê de profissionais, incluindo engenheiros e pesquisadores, para analisar as características das salas de cinema.

Esse trabalho só foi possível com o desenvolvimento de um instrumento portátil de alta precisão para medir o tempo de reverberação dos auditórios.

Sua fonte de sinal era um filme de testes, o “Academy Warble Film”, que, ao ser exibido, gerava tons em diversas frequências que eram captados pelo medidor. Os estudos demonstraram experimentalmente que havia diferenças consideráveis nas medições entre os auditórios, explicando o motivo pelo qual um filme não soava da mesma forma em todos os cinemas, embora todos devessem seguir o padrão da Academia.

O Comitê concluiu que problemas acústicos estruturais e de grandes proporções não poderiam ser corrigidos eletronicamente.

Em paralelo a esta pesquisa no campo da eletroacústica, novos materiais chegaram ao mercado. Foi o caso da liga metálica AlNiCo, que, por apresentar ótimas características magnéticas, era aplicável na produção de ímãs permanentes, com custo/benefício atraente para a fabricação de alto-falantes mais leves.

Outra contribuição importante da época se deu no campo da eletrônica, com o aperfeiçoamento do processo de fabricação de válvulas de potência, o que permitiu a utilização em larga escala de produtos como as KT66 e 6L6.

***Mestre em Engenharia da Computação**

Amplificadores valvulados com 4 dessas válvulas, em configuração push-pull, geravam em torno de 80 Watts de potência real, sendo bem adequados para os grandes auditérios.



FIGURA 1 – VÁLVULAS KT66 E 6L6.

Um evento que teve grande influência sobre o avanço tecnológico naquele período foi a 2ª Grande Guerra Mundial, ocorrida entre 1939 e 1945. Com o final dela, muitas tecnologias desenvolvidas para apoiar os países beligerantes ficaram disponíveis para serem aplicadas em inúmeras áreas, incluindo aí o mundo do entretenimento.

Os anos 1950 e o desafio da TV

Embora fosse uma invenção dos anos 1920, a TV só veio ganhar popularidade nos EUA bem mais tarde, quando a venda de televisores e o boom da programação a transformaram na forma de entretenimento favorita da população daquele país.

De acordo com a “World Book Encyclopedia”, calcula-se que em 1946 foram vendidos 7.000 aparelhos de TV, número que subiu para 172.000 em 1948. Em 1950, 5 milhões de aparelhos foram vendidos, sendo que pouco menos de 20% dos lares norte-americanos tinham um aparelho de TV, já que era um produto de preço elevado.

No entanto, a produção em larga escala e os avanços tecnológicos dos anos seguintes permitiram que o televisor se tornasse um bem de consumo cada vez mais acessível à população.

A competição com a TV causou pânico na indústria cinematográfica, forçando-a a investir cada vez mais em inovações.

Como o padrão adotado nas telas dos televisores foi o da proporção 4:3 (1,33:1) que era a mesma das telas de cinema até o momento, os estúdios de cinema resolveram tornar as coisas mais amplas.

Em setembro de 1952, estreava o Cinerama, o primeiro formato de longa-metragem widescreen, inventado por Fred Waller. Ele utilizava um filme de 35 mm em conjunto com três projetores para uma tela curva de 146 graus de comprimento e 23 metros.



Os engenheiros Hazard Reeves e Wentworth Flinn realizaram testes para determinar o número de canais necessários para o formato, e perceberam que pelo menos 5 canais seriam necessários atrás da tela.

Então, foi desenvolvido um sistema de 7 trilhas na película para gravar a trilha sonora, que por sua vez alimentava oito canais de alto-falantes, sendo cinco atrás da tela e três ao redor do auditório.

As faixas 6 e 7 eram alternadas manualmente, servindo para surround estereofônico e surround monofônico, mais um surround traseiro para algumas cenas selecionadas no filme, de forma a criar um áudio envolvente para o espectador. O sinal de áudio era estereofônico e gravado em 29 I.P.S. (polegadas por segundo), o que garantia excelente fidelidade para os sons.

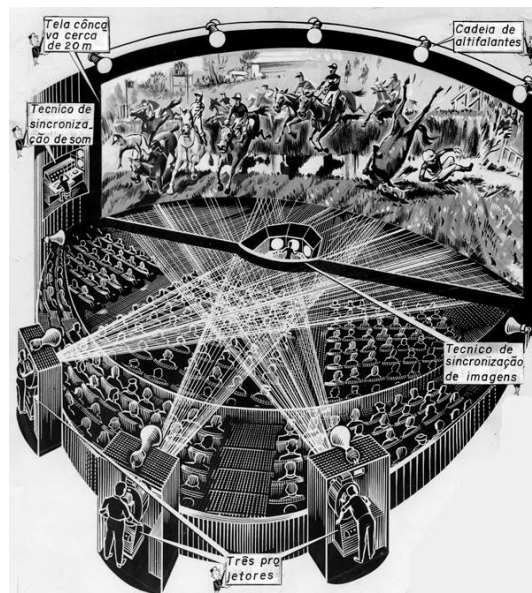


FIGURA 2 – O SISTEMA CINERAMA COM TRÊS PROJETORES.
FONTE: BLOG HISTÓRIA MUNDI - JOSÉ JONAS ALMEIDA.

Logo depois, em 1953, a Twentieth Century Fox apresentou o Cinemascope, um sistema também em formato de grande tela mas na proporção 1,37:1, para se adaptar às telas de TV.

O áudio era gravado em fitas magnéticas com 4 trilhas, divididas em canal esquerdo, central, direito e um único mono, o canal surround.

O Cinemascope utilizava uma técnica de captação de som com três microfones, com o objetivo de sincronizar os diálogos com ação. Como era um sistema que apresentava algumas dificuldades técnicas e de manutenção das mídias, ele foi abandonado e substituído pelo Panavision.



FIGURA 3 – CARTAZ DO FILME “A CIDADE DOS DESILUDIDOS”, PRODUÇÃO DA MGM EM CINEMASCOPE DE 1962.

Outro formato parecido com o Cinemascope foi concebido por Michael Todd e proposto em 1955, sendo batizado de Todd-AO. Utilizava cinco alto-falantes atrás da tela e mais um canal mono surround.

A película tinha 70 mm de largura sendo 65 mm para a imagem e 5 mm dedicados à trilha sonora com 2,5 mm alocados em cada lado do filme. Os princípios desse formato seriam reutilizados pela empresa Dolby Laboratories nos anos 1970.



FIGURA 4 – CENA DO FILME “A VOLTA AO MUNDO EM 80 DIAS”, PRODUÇÃO DA UNITED ARTISTS EM TODD-AO DE 1956.

FONTE: DICK WHITNEY WEBSITE - [HTTP://WWW.DICKWHITNEY.NET](http://www.dickwhitney.net).

Os anos 1960 e suas inovações tecnológicas

Inúmeros avanços tecnológicos chegaram com os anos 1960, destacando-se aqueles relacionados à eletrônica do transistor (estado sólido).

Os esforços conduzidos por pesquisadores na indústria, nas universidades e nos centros de pesquisa resultaram em novas técnicas para miniaturização, integração em alta escala e produção de circuitos integrados, o que permitiu projetar e construir circuitos eletrônicos mais compactos e com menor consumo de energia.

Essas iniciativas favoreceram a produção de dispositivos eletrônicos menores e com preços mais acessíveis para consumo, como seria visto ao longo dos anos.

Nessa década, marcada por conflitos armados no Vietnã, pela corrida espacial e pelo Festival de Woodstock, iniciou-se o uso da informática com finalidade comercial; a IBM lançou seu primeiro chip de memória volátil (RAM), o homem pisou na Lua e surgiu a ARPANET, uma rede de computadores militares criada para compartilhamento e armazenamento descentralizado de informações que daria origem à Internet dos dias atuais.

Enquanto isso, a Academia de Cinema estabelecia novos padrões para o áudio das salas de projeção.

As caixas acústicas foram padronizadas com duas unidades de baixa frequência de 15" de diâmetro em gabinetes reflexivos, associados a cornetas multicelulares para alta frequência, todos disponíveis em vários tamanhos e adaptáveis às dimensões dos cinemas.

Por norma, os grandes auditórios teriam dois gabinetes de baixa frequência aparafusados juntos para cada canal, com asas laterais para aumentar a área do defletor e duas ou mais unidades de alta frequência.

Também foram definidos parâmetros para a divisão de frequência (crossover) em 500 Hz, com correção da resposta geral do sistema feita eletronicamente por equalização.

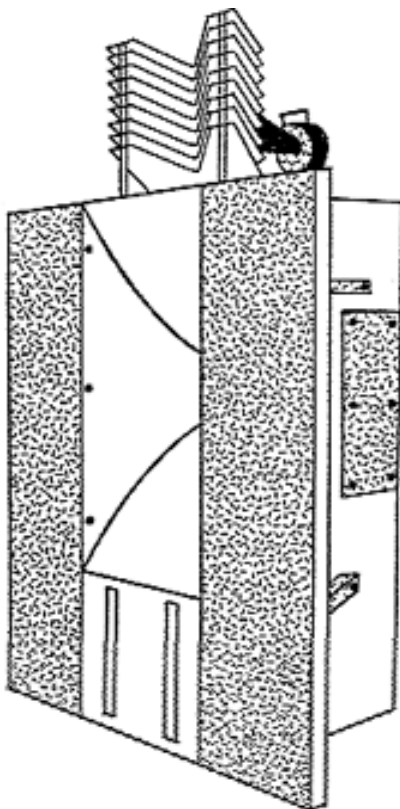


FIGURA 5 – SISTEMA DE CAIXAS ACÚSTICAS PARA CINEMA DA WESTREX (1958).

O sistema IMAX

É nesse cenário de uso cada vez mais acentuado de tecnologias que viabilizavam a comunicação e transmissão de informação, em que foi apresentado, na feira EXPO 67, em Montreal no Canadá, o protótipo do sistema IMAX, em meio a diversas propostas de projeção de filmes em formato multitela.

O IMAX foi resultado do trabalho de um grupo de cineastas e empresários canadenses, que decidiu desenvolver um novo sistema utilizando um único projetor para telas de grande formato. No entanto, o primeiro sistema permanente de projeção com essa tecnologia só foi instalado em 1971 no Ontario Place's Cinesphere, na cidade de Toronto.



FIGURA 6 – COMPARAÇÃO DAS PROPORÇÕES DE TELA NO SISTEMA IMAX E EM TELA PADRÃO.

FONTE: CANALTECH - [HTTPS://CANALTECH.COM.BR/CINEMA](https://canaltech.com.br/cinema)

A imagem IMAX é dez vezes maior do que um quadro convencional de 35 mm e três vezes maior do que um quadro padrão de 70 mm.

A projeção do filme é feita com uma técnica denominada "Rolling Loop", desenvolvida pelo australiano Ron Jones, onde o projetor avança o filme horizontalmente em um movimento suave e ondulado, mas a trilha sonora é gravada separadamente do filme.

O sistema de áudio é executado por 10kW a 20kW de potência, som surround estéreo de seis trilhas e um subwoofer de 3,2kW, com sons executados à pressão sonora da ordem de 85 dB.

Atualmente, o IMAX continua em operação, em cinemas que combinam sistemas de projeção em telas produzidas com design específico, além de sistemas digitais de surround, instalados em salas projetadas para levar o espectador a ter a sensação de estar dentro do filme, incluindo aí as tecnologias de filmes em 3D.



FIGURA 7 – UM CINEMA IMAX.

A importância dos Laboratórios Dolby a partir dos anos 1970

A Ampex Corporation, empresa do ramo de gravações magnéticas, fundada em 1944 por Alexander M. Poniatoff, contratou um adolescente chamado Ray Dolby para um emprego de verão.

Dolby começou a se interessar por áudio, tendo a oportunidade de trabalhar no projeto de seu primeiro gravador em 1949.

Ainda na Ampex, ele se tornou estudante de engenharia na Universidade de Stanford, e mesmo antes de concluir a graduação, demonstrou grande competência na área, tendo papel fundamental no desenvolvimento do protótipo do gravador de fita de vídeo Quadruplex, criado em 1956 e que, logo depois, entrou em produção.

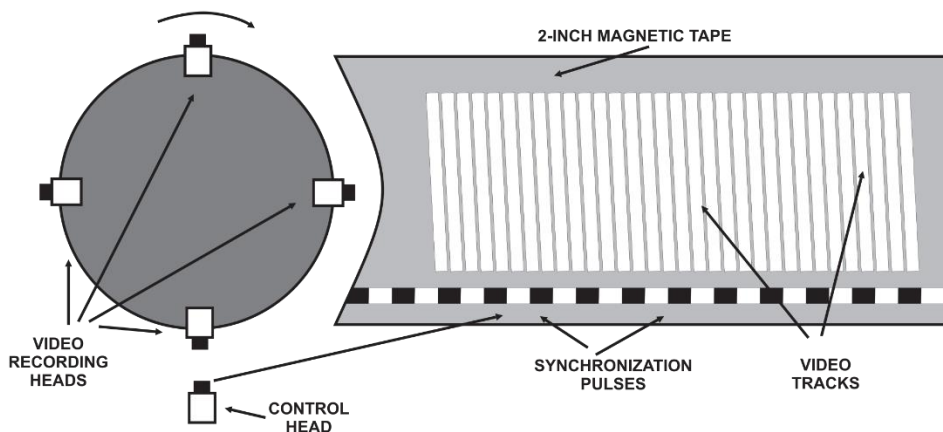


FIGURA 8 – O SISTEMA QUADRUPLIX PARA GRAVAÇÃO DE VÍDEO EM FITA MAGNÉTICA (1956).

Fonte: Tecchese, 2009.

Ao concluir sua graduação ele ainda atuou na Ampex, mas preferiu sair e, indo para Londres, criou sua própria empresa, a Dolby Laboratories, em 1965.

Percebendo haver demanda para redução de ruído no campo de gravação magnética, a empresa desenvolveu seu primeiro produto comercial, o Dolby Noise Reduction A301, um compander (compressor e expander) que atua diretamente na relação sinal/ruído das fitas magnéticas, tratando os ruídos de menor intensidade (equivalentes a 3 dB).



FIGURA 9 – COMPANDER DOLBY A301 (1966).

Com o passar dos anos, vários sistemas redutores de ruído foram desenvolvidos e colocados no mercado pela Dolby Labs, a saber: Dolby A (1965), Dolby B (1968) e Dolby FM (1970).

Após a empresa mudar-se para os EUA em 1976, estabelecendo sua sede na cidade de São Francisco, Califórnia, ela continuou desenvolvendo outros sistemas para redução de ruído como o Dolby C (1980), Dolby HX/HX Pro (1981), Dolby SR (1986) e Dolby S (1989).

Além de sua utilização em estúdios de gravação e transmissoras de rádio e TV, boa parte deles foi incorporada aos gravadores magnéticos de uso residencial, seja em fita cassete ou carretel aberto.



FIGURA 10 – DETALHE DE UM TAPE DECK CASSETE DOMÉSTICO COM REDUTOR DE RUÍDO DOLBY B (1977).

Ainda nos anos 1960, a Dolby Labs definiu uma equipe de quatro pesquisadores para desenvolver experimentos em áudio para o cinema aplicando o Dolby A, um produto de sucesso em gravações magnéticas.

A equipe, liderada por Ioan Allen, descobriu que boa parte dos dispositivos utilizados nas produções cinematográficas, como microfones, amplificadores e gravadores de filme, apresentava uma resposta de frequência significativa, chegando ao limiar de pouco mais de 10 kHz, mas os padrões impostos pela Academia acabavam por limitar essa condição.

Após essas observações, foram realizadas novas experiências, abandonando-se os padrões da Academia.

Em uma sala de cinema experimental, foram traçadas curvas de resposta em vários pontos, utilizando um gerador de ruído rosa (Pink Noise), um analisador de espectro e

diversos microfones calibrados. Foi acrescentado ao sistema de áudio um equalizador ajustável com 27 canais e 1/3 de oitava, além de um processador de sinal.

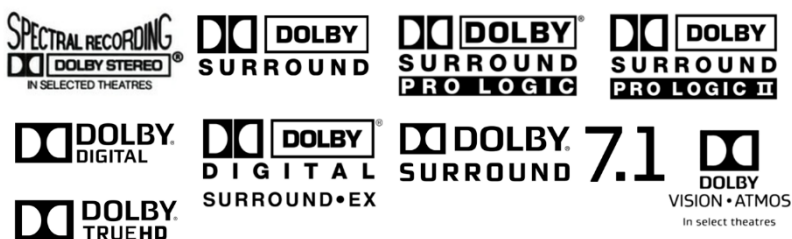
Esse foi o primeiro sistema de codificação Dolby para cinema, tendo sido apresentado ao público no Festival de Cinema de Cannes em 1974, com o filme Callan, em uma faixa de áudio (mono). No ano seguinte, ele foi aprimorado para dois canais (estéreo) e demonstrado na Conferência SMPTE em Toronto.

A iniciativa, que ficou conhecida como Dolby SVA, trouxe melhorias significativas na reprodução sonora em cinemas e conduziu à definição de um novo padrão, conhecido como ISO 2969, que teve repercussão internacional.

A partir daí, a Dolby Labs lançou no mercado diversos sistemas para áudio no cinema, como o Dolby Stereo, Dolby Surround, Dolby Pro Logic, Dolby Digital, Dolby Digital Surround EX, Dolby True HD e Dolby 7.1.

Inicialmente operando com apenas dois canais, os sistemas foram se aperfeiçoando e chegaram em 2012 ao Dolby Atmos, que permite um número “ilimitado” de faixas de áudio.

Com o desenvolvimento da eletrônica para áudio e vídeo, em sintonia com os avanços nos sistemas digitais, os produtos Dolby ficaram disponíveis não somente nos cinemas mas também para o consumidor final criar em sua residência um home theater, utilizando projetores, TVs de telas amplas, processadores e receivers A/V, videocassetes, laserdiscs, DVDs, blue-rays, além de outros equipamentos.



Modernamente, temos à disposição o sistema Dolby Atmos, uma tecnologia de som surround que foi utilizada pela primeira vez no filme “Valente” (2012), uma animação da Pixar.

A principal característica do Atmos é oferecer ao espectador uma experiência sonora imersiva, com áudio em 360º graus, tanto na vertical quanto na horizontal.

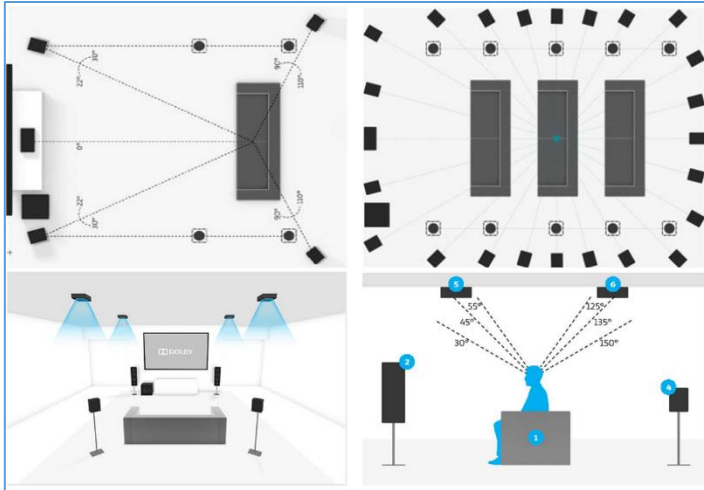


FIGURA 11 – RECOMENDAÇÕES DA DOLBY INC. PARA INSTALAÇÃO DO ATMOS.
FONTE: MANUAL DE INSTALAÇÃO DOLBY ATMOS®- DOLBY LABS WHITE PAPER

Em trabalhos anteriores, a Dolby desenvolveu arquiteturas onde a distribuição dos sons se processava por vários canais e um subwoofer para baixíssimas frequências, caracterizando os sistemas 5.1, 6.1, 7.1 ou 9.1.

Isso não ocorre no Dolby Atmos, que trata os sons como objetos. No lugar de atribuir um som específico a um canal (caixa acústica ou alto-falante) ele permite que, na etapa de pós-produção e mixagem do sons, os diretores possam interferir e associar um local ao sinal. Ao invés de “alto-falante surround direito”, o som irá para o “canto traseiro direito”.

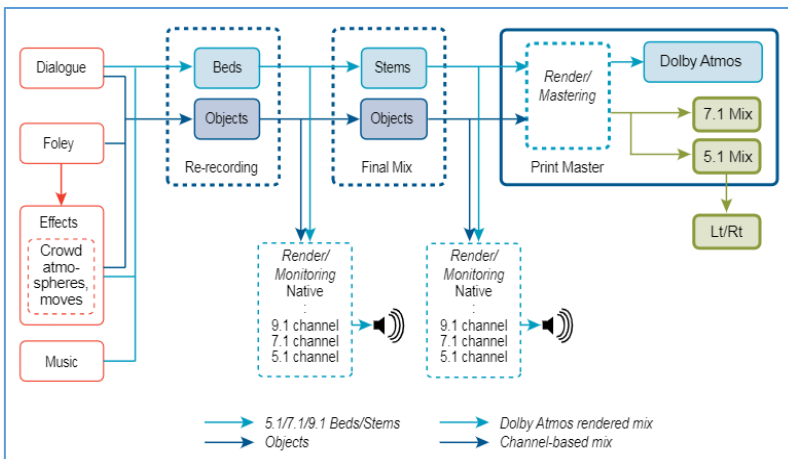


FIGURA 12 – FLUXO DE TRABALHO NA PÓS-PRODUÇÃO DE UM FILME PARA AMBIENTE ATMOS.
FONTE: MANUAL DE INSTALAÇÃO DOLBY ATMOS®- DOLBY LABS WHITE PAPER.

Na distribuição de sinal não se faz uso do controle de “panorama” da caixa acústica esquerda para a caixa acústica direita”, mas sim uma transição panorâmica suave pela parede traseira. Logo, a sala de projeção pode ter configurações diferentes como 5.1.2, 7.1.2, 9.1.2, configuráveis até 11.1.8, onde o último número se refere ao eixo vertical de som, formado pela caixas acústicas superiores.

Assim, os projetistas da Dolby atingiram o objetivo da tecnologia aplicada ao sistema Atmos, permitindo ao espectador uma experiência mais imersiva no som dos filmes.

Atualmente, podem ser encontrados diversos dispositivos compatíveis com o Atmos, incluindo smartphones de última geração.

Outros sistemas propostos para o som do cinema

Embora a Dolby Labs tenha obtido um sucesso considerável e suas tecnologias de processamento de áudio tenham presença constante no segmento cinematográfico, há outros sistemas que merecem ser citados, e um deles é o Digital Theater Systems (DTS).

A empresa DTS foi criada em 1995 por Terry Beard, um engenheiro de áudio graduado na Caltech, e a versão inicial do DTS possuía cinco canais independentes de áudio mais um canal de subwoofer (5.1). Beard conseguiu um importante investidor para seus projetos, o diretor de cinema Steven Spielberg, ao apresentar para ele uma remasterização do filme “Contatos Imediatos de Terceiro Grau” mixado com DTS. Spielberg utilizou o DTS na produção “Jurassic Park”, levando milhares de cinemas nos EUA a adotarem o sistema.



FIGURA 13 – CENA DO FILME “CONTATOS IMEDIATOS DE TERCEIRO GRAU”

O DTS passou por diversas atualizações, incorporando maior número de canais e mais recursos. Sua versão mais atual é o DTS:X, concorrente direto do Dolby Atmos, e está disponível tanto para o cinema quanto na forma de processadores e receivers AV para home theater.



Outro sistema que surgiu no mercado, em 2010, foi o Auro-3D, desenvolvido pela empresa Auro Technologies para oferecer uma experiência imersiva com filmes e música.

O sistema utiliza um algoritmo chamado Auro-Matic para distribuir áudio de alta resolução em diversos canais de forma independente, e com várias possibilidades de configuração.



FIGURA 14 - DISTRIBUIÇÃO DE SONOFLETORES PARA O SISTEMA AURO-3D.

FONTE: MARANTZ - [HTTPS://WWW.MARANTZ.COM/PT-PT/SHOP/AVCONTROLAMPLIFIER/AURO3DUPGRADE](https://www.marantz.com/pt-pt/shop/avcontrolamplifier/auro3dupgrade).

Fabricantes de home theaters como Marantz, Denon e Yamaha adotaram esse sistema em seus equipamentos A/V. Um deles é o Yamaha A8A, um receiver compatível com Dolby Atmos, DTS e Auro-3D, que pode ser operado em diversas configurações multicanal: 7.2.4, 5.2.4, 7.2.2, 5.1.2, 7.1, 5.1, 3.1.2, 3.1 e 2.1 canais.

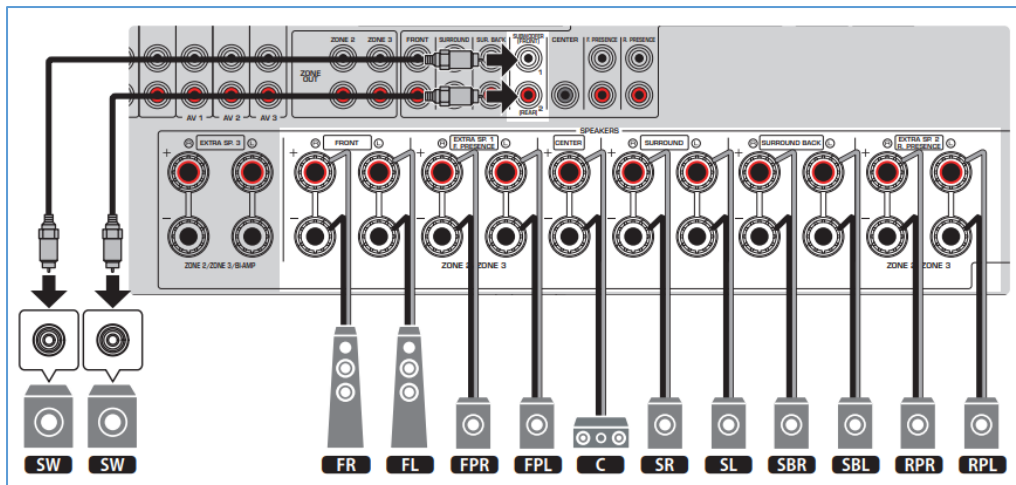


FIGURA 15 – PAINEL TRASEIRO DO RECEIVER YAMAHA A8A E AS CONEXÕES DE SONOFLETORES PARA USO MULTICANAL.

FONTE: YAMAHA - [HTTPS://USA.YAMAHA.COM/PRODUCTS/AUDIO_VISUAL/AV_RECEIVERS_AMPS/RX-A8A/INDEX.HTML](https://usa.yamaha.com/products/audio_visual/av_receivers_amps/rx-a8a/index.html)



Embora não seja um formato para áudio de cinema, o THX é um padrão utilizado para aferir características de salas de cinema. O termo foi originado do “Tom Holman eXperiment”, um experimento realizado pelo engenheiro de som Tomlinson Holman, criador do padrão nos anos 1980.

O nome também foi escolhido para fazer referência ao filme de ficção “THX 1138”, primeira produção de George Lucas, realizada em 1971.

O padrão THX considera como pontos relevantes o isolamento acústico, o controle do tempo de reverberação e a utilização de paredes com tratamento acústico para as caixas frontais. O padrão também faz recomendações sobre posicionamento de cadeiras para que o ângulo de visão da tela de projeção e da imagem projetada sejam confortáveis para o espectador.

Como não é uma tecnologia de gravação e não especifica formatos, ele é compatível com os diversos existentes no mercado, como os da Dolby Labs e DTS, sejam analógicos ou digitais.



FIGURA 16- NORRIS CINEMA THEATRE - UNIVERSITY OF SOUTHERN CALIFORNIA – A PRIMEIRA SALA EM PADRÃO THX.

A THX criou um processo de certificação em componentes de áudio doméstico, home theater, vídeo e som automotivo, envolvendo receivers, alto-falantes, software, barras de som, materiais acústicos, microfones e cabos HDMI.

Para que uma sala de cinema seja certificada pelo padrão THX é necessário um estudo que avalia o local e apresenta todas as necessidades de investimento em infraestrutura e equipamentos de áudio, alguns deles patenteados e fornecidos pela própria empresa.



Chegamos ao final da terceira e última parte deste artigo, que procurou apresentar uma visão panorâmica da evolução do som no cinema, desde sua criação no século XIX até os dias atuais.

Vimos que inúmeras invenções e tecnologias foram determinantes para que os sistemas de áudio passassem por mudanças substanciais, como incrementar as características de relação sinal/ruído, resposta de frequência, faixa dinâmica, potência etc.

Além disso, surgiram inúmeras propostas para balizar os aspectos construtivos das salas de projeção, de forma que o cinema chegasse aos padrões do século XXI.

Logicamente, as páginas aqui escritas não esgotam o assunto, que é vastíssimo e merece pesquisas mais aprofundadas por parte dos amantes da sétima arte e do áudio, assim como este humilde escriba.

Até a próxima!



PARTE V



Amplificador para Fones. Ou será mais?

Álvaro Neiva*

O Amplificador

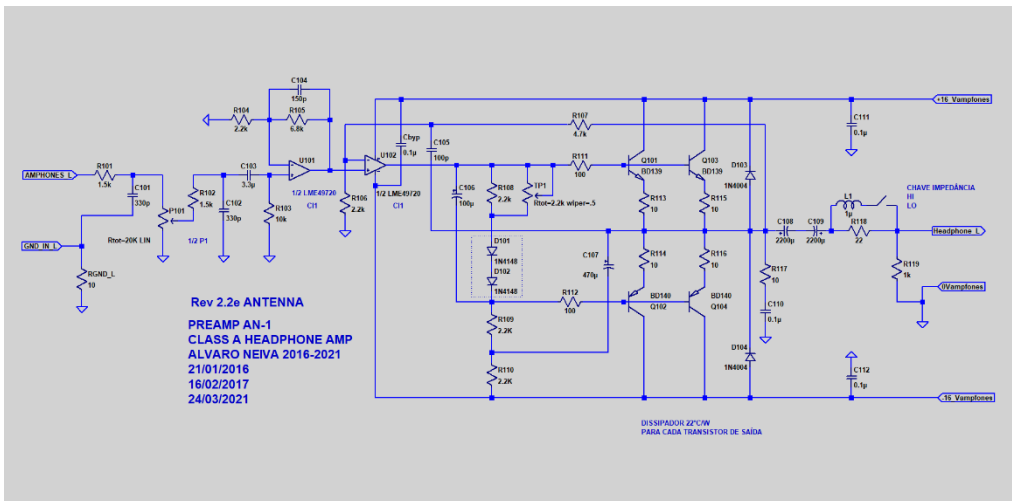


Fig. 1 (um canal apenas)

Neste artigo, vamos falar sobre o amplificador e seus ajustes.

Originalmente, o amplificador foi feito para trabalhar em classe A com fones de no mínimo 32 ohms. Essa especificação seria compatível com uma corrente de pico na saída de 0,3A, e 0,15A sem sinal, por canal.

Usado com fones, ou mesmo com caixas acústicas de impedância menor, até 8 ohms, o amplificador vai funcionar em classe AB com polarização alta. O que significa que vai funcionar em classe A durante a maior parte do tempo e esquentar um bocadinho...

*Engenheiro Eletricista

Potência entregue a uma carga resistiva de 8Ω (nominal) @1kHz, no ceifamento (canal R $8,8\Omega$, canal L $8,5\Omega$):

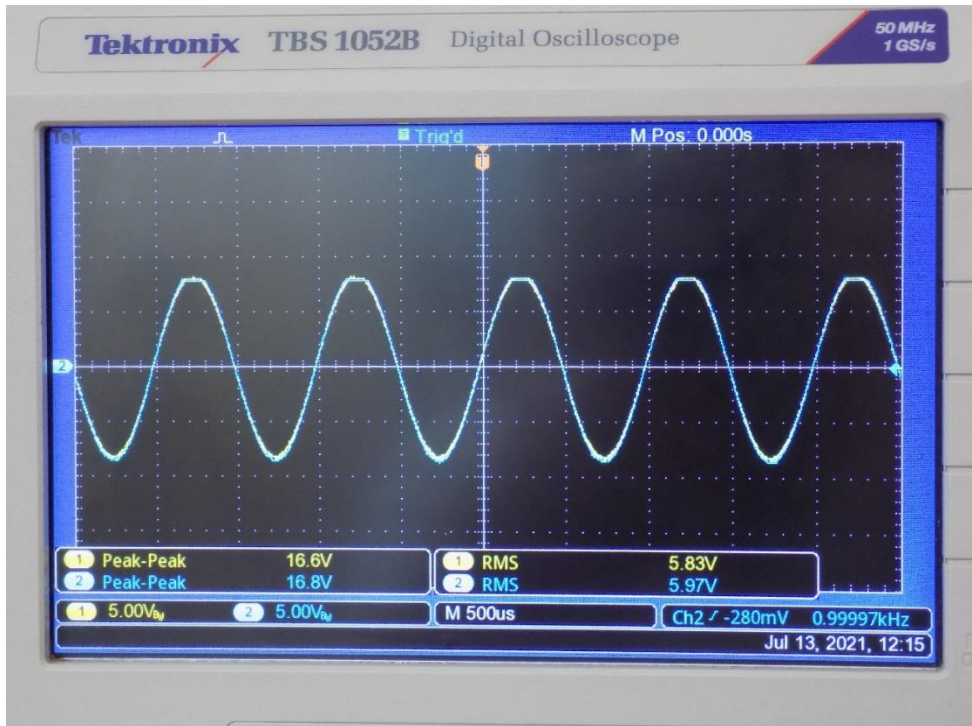


Fig. 2

Canal esquerdo: $5,83V_{rms}$

$$P = \frac{U_{rms}^2}{8,5\Omega} = 3,99W$$

Canal direito: $5,97V_{rms}$

$$P = \frac{U_{rms}^2}{8,8\Omega} = 4,05W$$

THD=0,93% (Fig. 4)

Tensão da rede: $125V_{rms}$

Temperatura ambiente: $23^\circ C$

Temperatura da caixa após estabilização térmica: $40^\circ C$

Corrente de repouso = $75mA$ por transistor.

A corrente de repouso deve ser ajustada com o trimpot TP1 inicialmente na posição de mínima resistência, sem sinal, após 30 minutos de pré-aquecimento. Após esse período, ajustar para medir uma queda de tensão de $0,075 \times RE$, medida sobre um resistor

de emissor com valor RE, escolhido e medido com o amplificador desligado, ou seja, 0,75V para um resistor de 10Ω. Esse valor não deve variar mais que +5% entre os transistores de saída.

Espectro de saída no início do ceifamento.

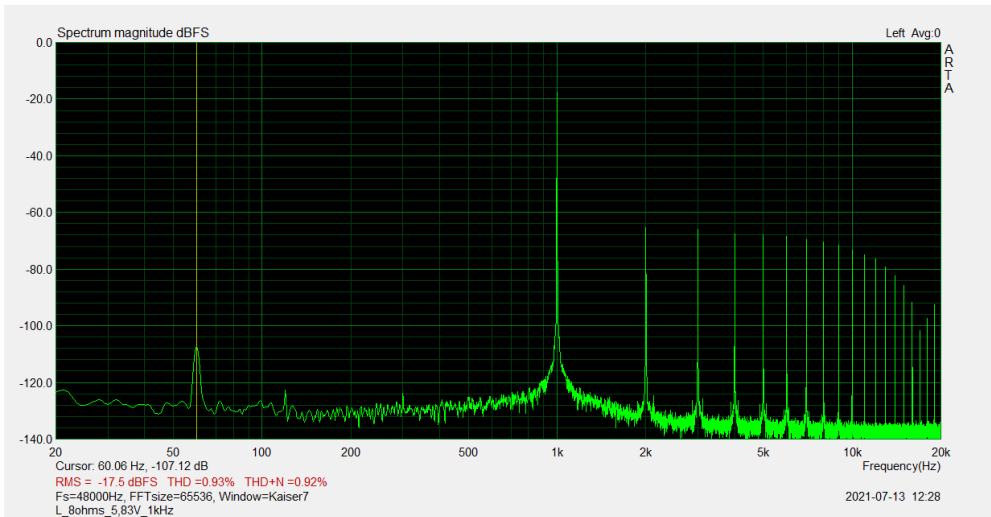


Fig.3

O valor de pico da corrente de saída não passou de 1A, indicando um funcionamento seguro do amplificador.

Em caso de curto na saída, os resistores de emissor de valor elevado, a limitação de corrente do amplificador operacional e os resistores colocados entre a saída do amplificador e as bases dos transistores da etapa de saída do amplificador limitam a corrente de coletor dos BD's a um valor seguro.

Após um pré-aquecimento de 1h, fornecendo 3,37Vrms @ 1kHz, sobre 8,5Ω, ou 0,37 1,34W, prosseguimos no teste confirmando a potência máxima antes do ceifamento e levantando o comportamento da distorção em função da potência.

Com a corrente de polarização especificada, 0,15A por canal, a corrente de pico máxima para funcionamento em classe A vai ser de 0,3A, o que vai limitar a potência máxima dentro dessa classe a 0,36W. Para potências maiores, o funcionamento vai ser em classe AB.

Nos gráficos a seguir, a distorção harmônica percentual total (DHT%) na frequência de 1kHz sobre carga resistiva de 8,5Ω*, com os dois canais carregados.

*valor medido com multímetro Fluke 115, descontada a resistência das pontas de prova.

As formas de onda foram observadas num osciloscópio Tektronix 1052 e os valores de distorção foram obtidos com o software ARTA e uma interface Scarlett 6i6.

$f=1\text{kHz}$ $R=8,5\Omega$, ambos os canais em carga

Canal L

Eout (Vrms)	P(W)	THD(%)	THD+N(%)
5,83	4,00	0,930	0,920
5,59	3,68	0,055	0,055
5,12	3,08	0,053	0,054
4,17	2,05	0,047	0,047
3,12	1,15	0,035	0,036
2,05	0,49	0,008	0,010
1,07	0,13	0,0012	0,0083
0,51	0,03	0,0017	0,017
0,25	0,01	0,0031	0,021

Tabela 1

Foi usado um filtro passa altas em 400Hz.

Agora, escolham qual a potência máxima de saída:

$P = 4\text{W}$, $\text{DHT} < 1\%$, $1\text{kHz @ } 8,5\Omega$

$P = 3,7\text{W}$, $\text{DHT} < 0,06\%$, $1\text{kHz @ } 8,5\Omega$

$P = 2\text{W}$, $\text{DHT} < 0,05\%$, $1\text{kHz @ } 8,5\Omega$

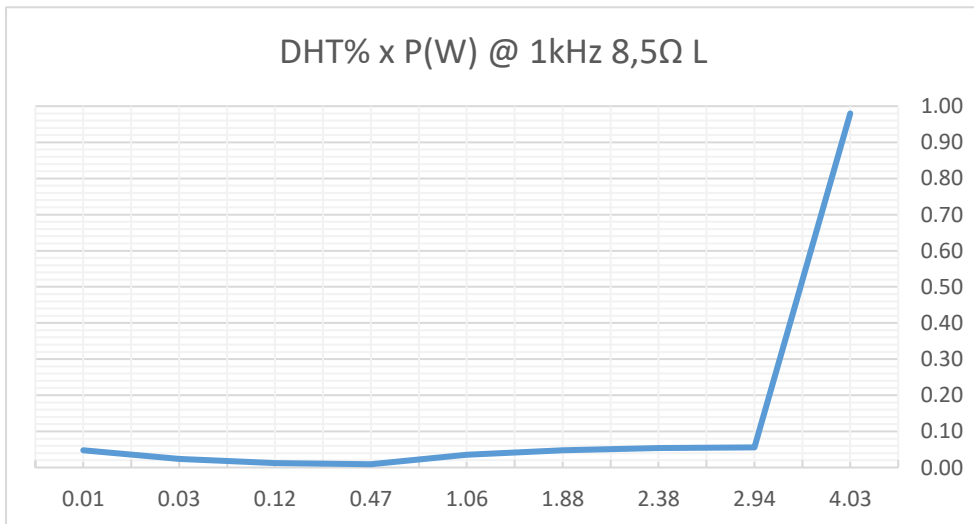


Fig. 4

Observem o comportamento da distorção em função da potência. O crescimento do valor abaixo de 0,12W é devido à redução da relação sinal a ruído, o que dificulta a identificação dos harmônicos em meio ao ruído de fundo.

De uma forma ampla, a queda do valor da THD, de forma aproximadamente linear com a redução da potência de saída, essa sim, é uma indicação bastante favorável de desempenho.

Observem também que o limite de 1% de distorção está presente em diversas normas que regem a obtenção de especificações de potência, potências essas limitadas principalmente por fatores térmicos:

Table of Audio Amplifier Power Tests

Organization	Standard	Date	Frequency	Primary Rating Duration ¹	Secondary Rating Duration ²	Load Resistance	THD Limit
CEA	2006-B	2001	RB	1-min		4 Ω	1%
CEA	2006-B	2001	1 kHz		20 ms ³	4 Ω	1%
CEA	2006-B	2001	50 Hz		200 ms ⁴	4 Ω	1%
CEA	490-A	2009	RB	5-min		8 Ω	1%
CEA	490-A	2009	RB		20 ms ³	8 Ω	1%
FTC	16 CFR Part 432	2000	RB	NS		8 Ω	1%
EIA	RS-490	1981	1 kHz	1-min		AR	1%
IEC	60268-3	2000	1 kHz	1-min		AR	1%
CAF	NA	2018	1 kHz	15-sec ⁵		AR	1%

RB - Rated Bandwidth
AR - As Rated
NA - Not Applicable
NS - Not Specified

1 - The primary method of rating amplifier power
2 - An optional secondary method for rating amplifier power
3 - 20 ms full-scale / 480 ms @ -20 dB (repeating)
4 - 200 ms full-scale / 400 ms @ -20 dB (repeating)
5 - An empirically derived duration for measuring the steady-state output voltage and current draw without damaging the amplifier

Tabela 1 (SynAudCon), disponível em: <https://www.prosoundtraining.com/2020/01/31/peaks-vs-rms-keeping-peaks-in-their-place/>

O valor de 1% de DHT é um limite além do qual mesmo ouvidos não treinados são capazes de identificar distorção **numa onda senoidal**. Em sinais de música, que são sinais complexos, o mascaramento produzido pelo espectro dos diferentes componentes pode dificultar a percepção para valores até maiores...

Nada nos impede de declararmos uma potência nominal limitada por um determinado valor de distorção.

Por exemplo, 0,5W @ 1kHz a 8Ω com 0,008% DHT ou 0,010% DHT+R. E o amplificador é o mesmo.

Mas a DHT não é a única indicação de linearidade ou não linearidade que temos. Talvez a DI (Distorção por Intermodulação) seja tão ou mais importante, já que gera componentes não harmonicamente relacionados com a fundamental que provavelmente vão ser mais facilmente percebidos.

Para medir a distorção de intermodulação, são usados dois sinais de frequências diferentes e não harmonicamente relacionadas ou bem distantes entre si. Isso busca avaliar a situação real de funcionamento, onde componentes de baixa frequência tem amplitude muito maior que os de alta frequência e o amplificador tem que reproduzi-los ao mesmo tempo. O método de intermodulação com duas frequências altas busca testar a capacidade do amplificador se manter linear na região onde o ganho disponível para redução de distorção está caindo. Para isso, existem alguns métodos estabelecidos:

- a) Dois tons de alta frequência, de igual amplitude (1:1), separados por um intervalo de 1kHz, 13kHz e 14kHz;

Forma de onda do sinal de teste, vejam a razão entre o valor RMS e o valor de pico (8,4V).

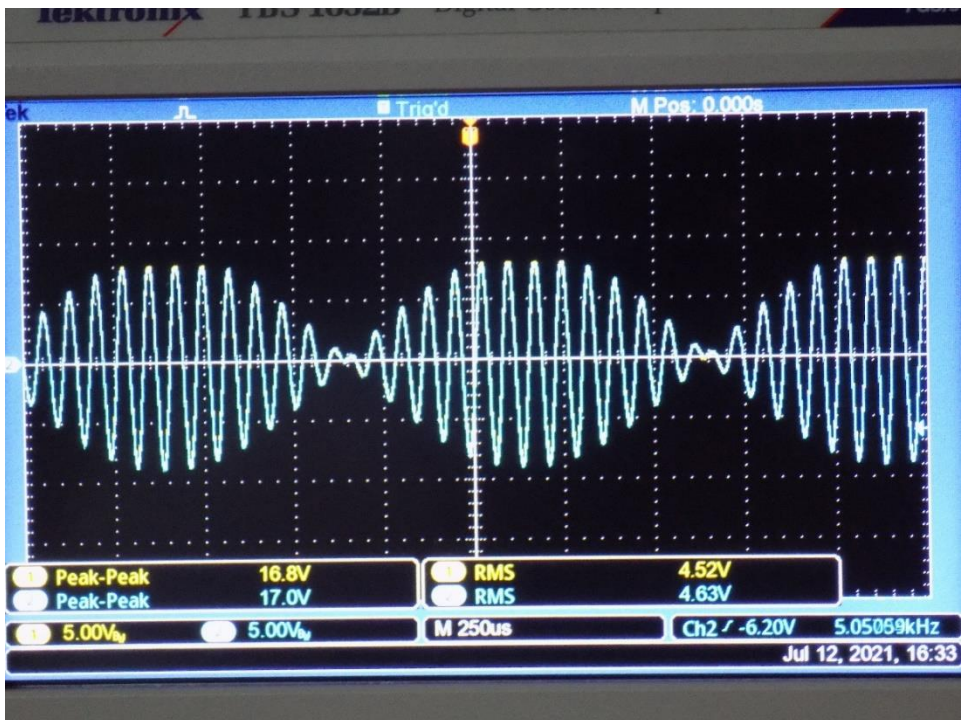


Fig. 5

f=13kHz+14kHz, R=8,5Ω, ambos os canais em carga

Canal L		
Eout (Vrms)	P(W)	DI(%)
4,45	2,33	1,10
4,04	1,92	0,042
3,53	1,47	0,035
3,09	1,12	0,031
2,52	0,75	0,024
2,03	0,48	0,016
1,04	0,13	0,002
0,51	0,03	0,002
0,25	0,01	0,004

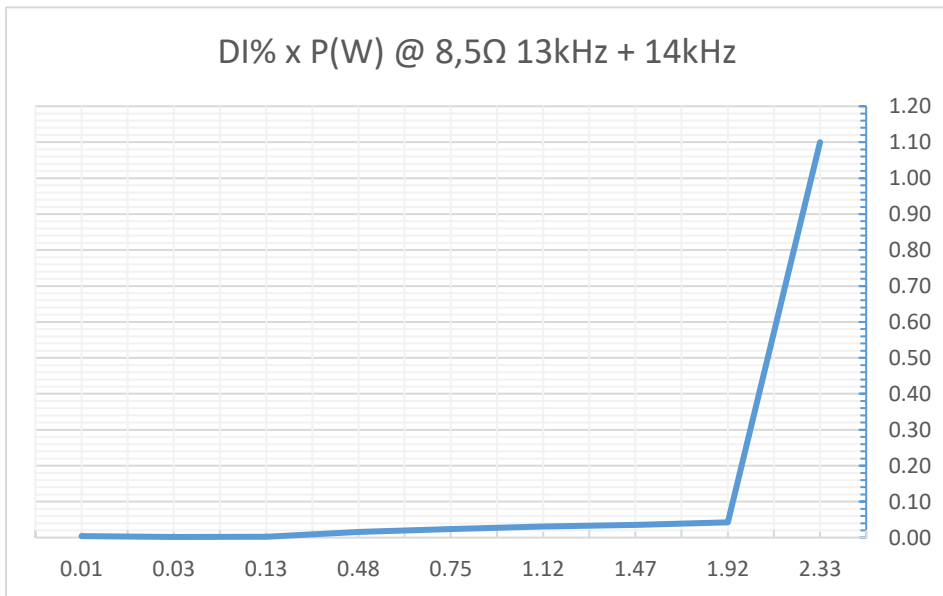


Fig. 6

Observem a linearidade para pequenos sinais.

- b) O SMPTE, que usa uma baixa frequência (60Hz) somado a uma alta frequência (7kHz), ou a DIN, em 250Hz e 8kHz, com uma relação de amplitude de 4:1.

f=60Hz+7kHz, R=8,5Ω, ambos os canais em carga

Canal L		
Eout (Vrms)	P(W)	DI(%)
4,74	2,64	0,91
4,17	2,05	0,17
3,50	1,44	0,16
3,00	1,06	0,14
2,45	0,71	0,12
2,02	0,48	0,066
1,00	0,12	0,008
0,50	0,03	0,008
0,25	0,01	0,009

Tabela 2

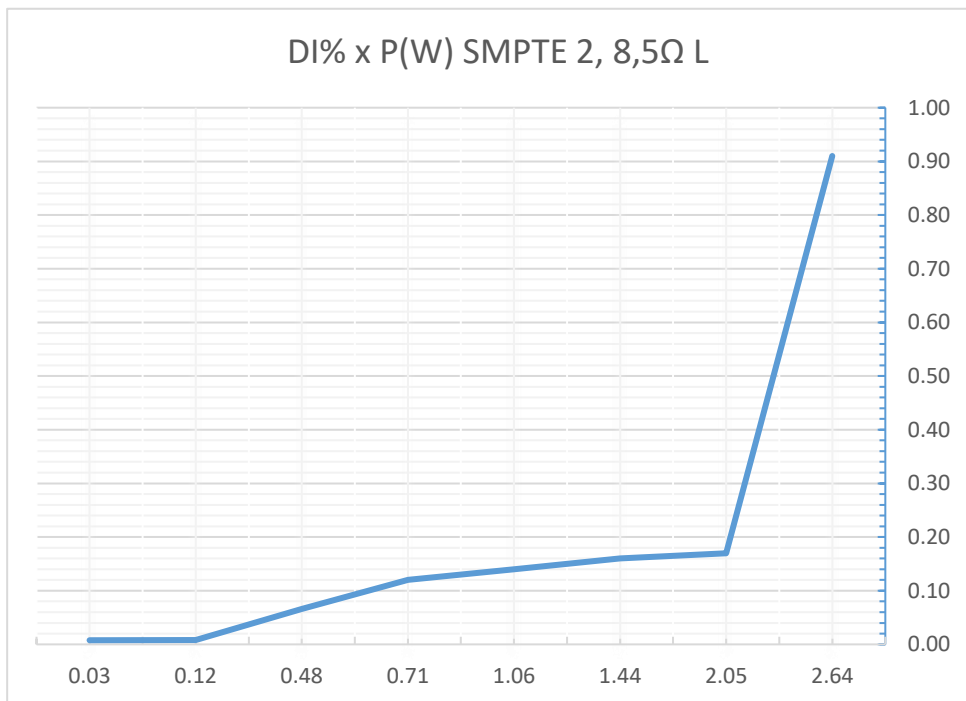


Fig. 7

Equipamentos de medição usados:

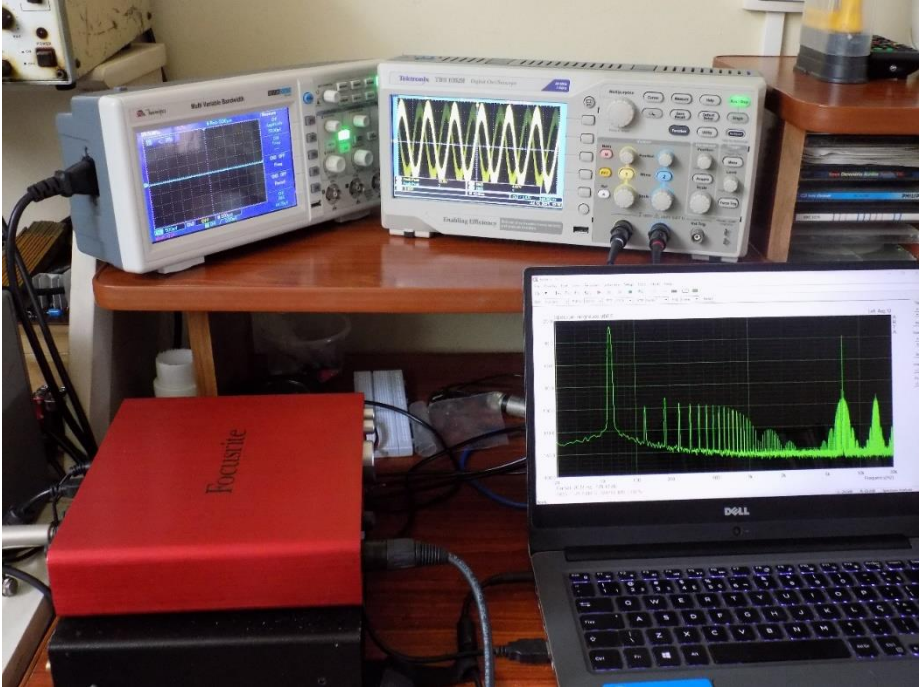


Fig. 8

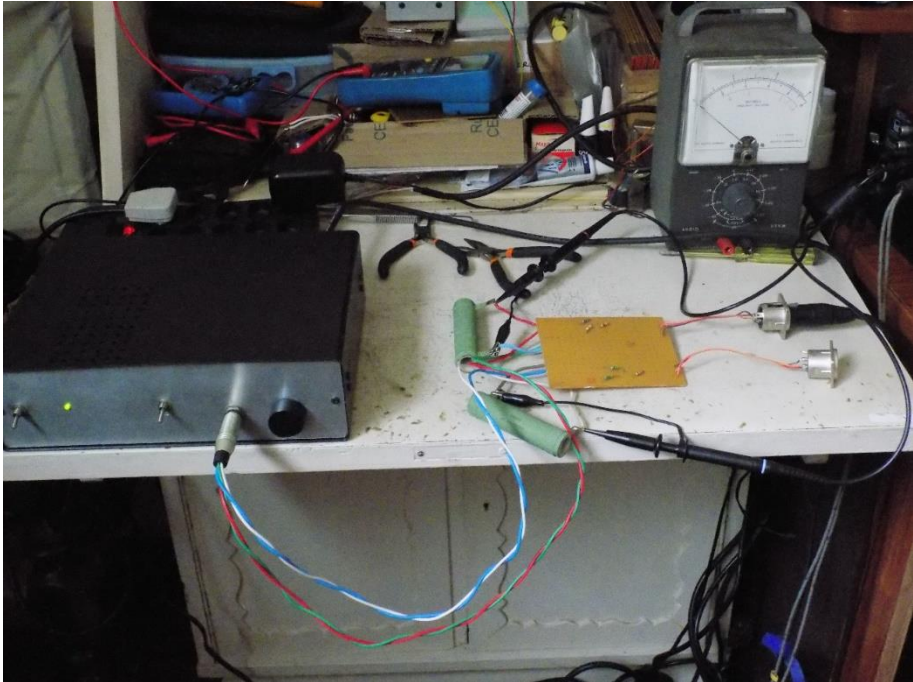


Fig. 9

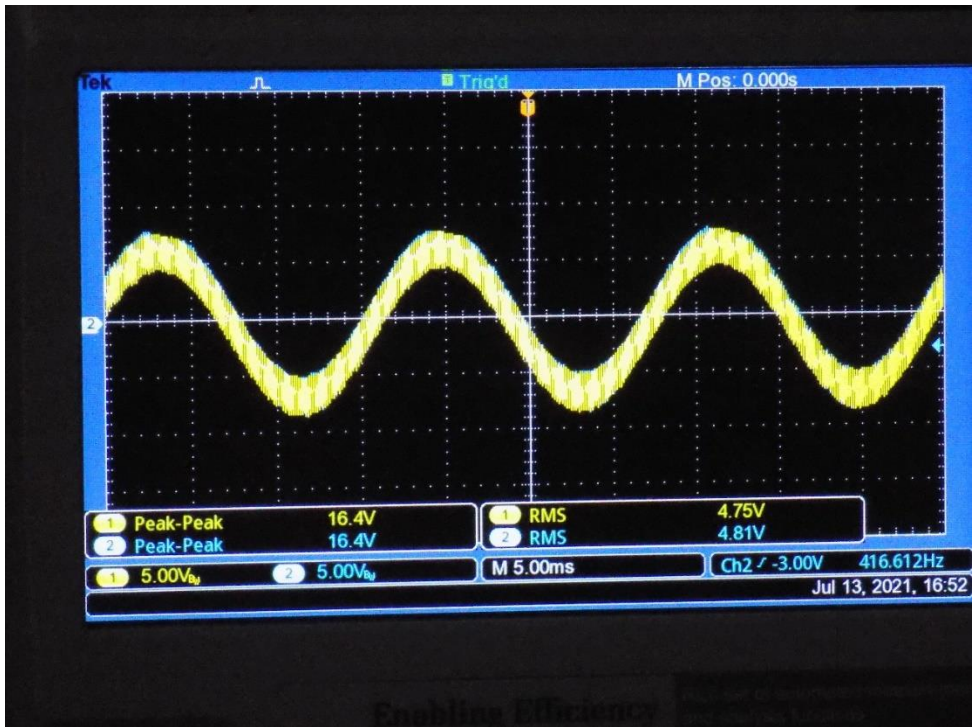


Fig. 10

Acredito que tenha ficado claro que dizer um valor de potência em W sem dizer qual o valor de impedância de carga, distorção e frequência não tem muito significado...

No próximo número, continuo com a avaliação objetiva do amplificador, abordando distorção em função da frequência, piso de ruído com e sem ponderação, resposta a onda quadrada e em frequência, comentando ainda sobre as dificuldades de se obter uma medição confiável em presença de ruído e como evitá-lo.

Até o próximo artigo!

Referências:

1. Self, Douglas. **SMALL SIGNAL AUDIO DESIGN**. 1ª edição 2010, Elsevier Ltd.
2. Graeme, Jerald G. **APPLICATONS OF OPERATIONAL AMPLIFIERS (THIRD GENERATION TECHNICS)**. 1ª edição. Burr-Brown Research Corporation; 1973.

Análise do Amplificador Quasar QA-7070X

Marcelo Yared*



Aqueles que, nas décadas de 1970 e 1980, curtiram as festinhas nas casas dos amigos ou mesmo nos clubes de bairro, quase com certeza já ouviram o som, ou mesmo foram apresentados, a um amplificador como o da foto ao lado.

Por seu custo e seus recursos, além de sua robustez, os amplificadores da Quasar eram utilizados com muita frequência pela garotada que se aventurava na sonorização, bem como por muitos profissionais na época.

Foi o caso deste articulista, que utilizou este QA-7070X, na década de 1980, que foi comprado em uma loja de departamentos pelo seu pai.

A linha de produtos, conhecida como a primeira série dos equipamentos da empresa, era composta por vários modelos: amplificadores integrados, amplificadores de potência, equalizadores, misturadores, sintonizadores e praticamente todos foram bem sucedidos em vendas.

Apesar de conhecidos como “caras pretas”, também tinham painéis em alumínio natural e seu design era único e, por isso mesmo, muitas vezes, difícil de harmonizar com equipamentos de outras marcas.

A linha de amplificadores começou no fim dos anos sessenta e evoluiu em recursos e em design posteriormente, mas, por boa parte das décadas subsequentes, manteve o design de seus elementos principais inalterado, tais como os knobs, dimensões básicas e serigrafia.

Uma evolução significativa foi a mudança dos dissipadores de calor, anteriormente internos ao gabinete, por chapas de alumínio com aletas, nas laterais, permitindo redução de temperatura e/ou aumento da potência máxima dissipável nos estágios de saída, que, aliás, utilizaram, por praticamente toda a produção da empresa, basicamente a mesma configuração de circuito: amplificação em três estágios com simetria quase complementar à saída, utilizando, principalmente, os transistores 2N3055 e 3055.

***Engenheiro Eletricista**



Quanto a isso, vemos que a Quasar manteve-se fiel à sua filosofia até seu fechamento, que era manter altíssimo nível de nacionalização de seus produtos. Uma afirmação, que pode ser verificada mesmo hoje em dia, é de que isso traria ganhos e simplicidade na manutenção dos aparelhos, o que é verdade, pois mesmo hoje em dia é muito simples encontrarem-se componentes para conserto dos Quasares, muitos ainda em funcionamento, quase 50 anos depois de fabricados.

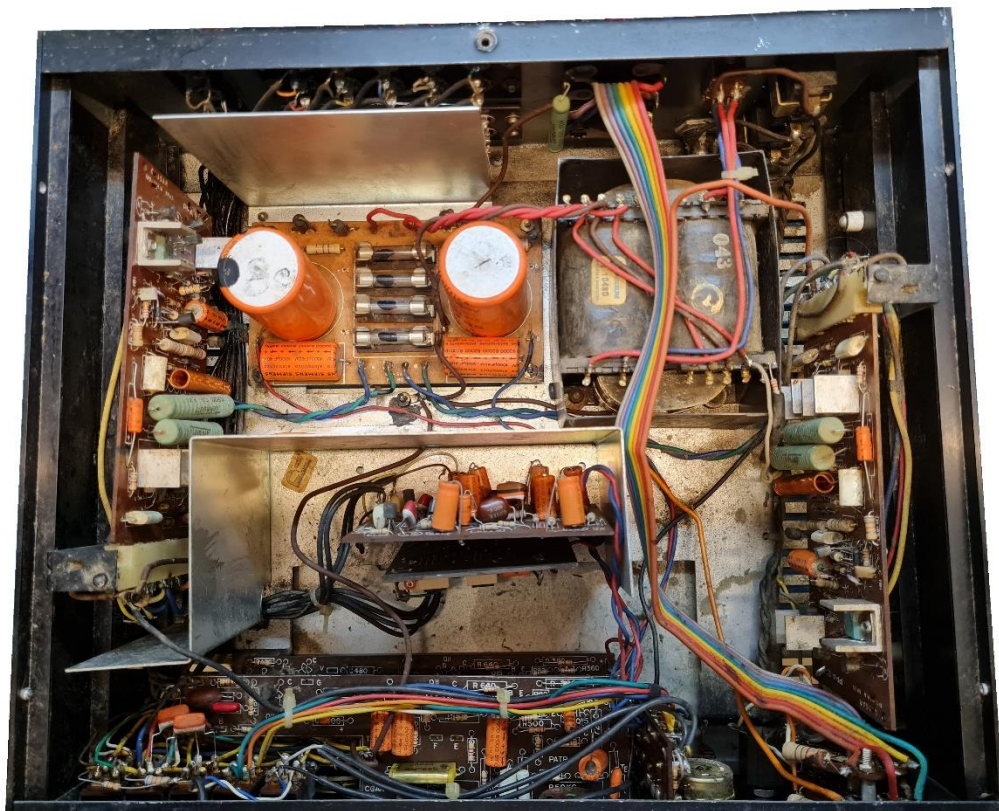
Singular, para dizer assim, era a maneira como a empresa lacrava seus equipamentos. na foto acima podemos ver que a tampa inferior, assim como a superior, era aparafusada e rebitada... Como este equipamento em particular era da série X, na qual a Quasar dava 5 anos de garantia nas peças e na montagem (pense nisso na década de 1980, aliás, pense nisso hoje em dia; quem dá 5 anos de garantia em equipamentos eletrônicos, atualmente?), isso não seria problema, como na verdade, não foi, porque, corretamente utilizada, esta unidade nunca precisou de manutenção, em seus quase vinte anos de uso.

E, aqui, podemos citar outra característica desses equipamentos: sua robustez.

Construídos com chassis metálicos robustos, e bem montados, não davam muito problema e o desta análise, apesar de estar guardado há uns 15 anos, necessitou apenas de limpeza interna, para retirada de poeira e alguma lubrificação nas chaves seletoras, e só... funcionou corretamente quando ligado, na bancada, para testes, com todos os seus componentes originais. Estava lacrado, ainda.

Mas estava realmente muito empoeirado. Futuramente será lavado, terá seus capacitores eletrolíticos substituídos por novos e seu painel será refeito.

Mas, para esta análise, iremos verificar, basicamente, duas coisas: os Quasares eram realmente robustos e duráveis e, se comparamos o QA-7070, último modelo da primeira série, com os seus semelhantes mais antigos, como o QA-2300, analisado em Antena de fevereiro de 1974, houve melhoria em suas características técnicas, particularmente em seu estágio de amplificação?



O que podemos ver claramente é que a estrutura básica dos aparelhos não mudou; mesmo painel, com as devidas variações de funcionalidades e recursos, mesmo tipo de chaves e conectores e os módulos de potência em cartões “plug-in”, simplificando a manutenção e a montagem, muito cuidadosa e com componentes de qualidade, considerada a realidade do mercado brasileiro à época.

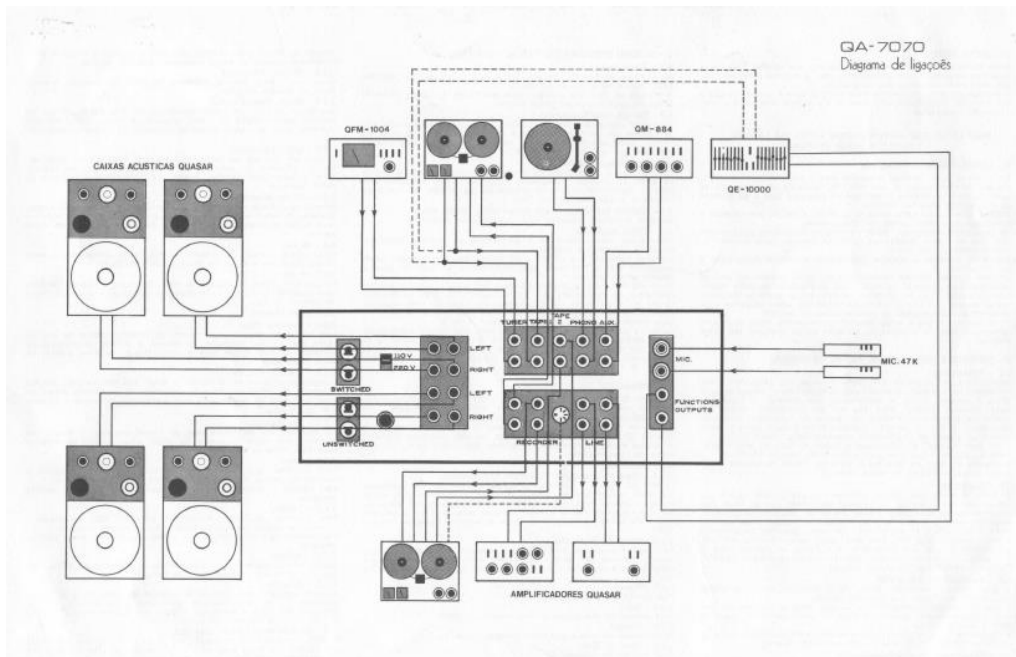
Como podemos ver na foto acima, a montagem original era bem feita e modular, com blindagens adequadas. Este equipamento foi aberto apenas agora, para limpeza e lubrificação, e mantém suas características de fábrica.

Basicamente, os estágios de saída variavam na quantidade de transistores de potência e nas tensões de alimentação nos diversos modelos. No caso do QA-7070 e do QA-2300, em torno de 35V simétricos e um par de 2N3055 por canal, formando a linha dos “295W IHF”, grafados em seu painel frontal.

No caso do QA-8080 e similares, mais potentes, havia dois pares de 3055 por canal e alimentações maiores; era a linha dos “400W IHF”.

Tudo isso resultava em redução de custos e simplificação dos projetos, mas limitava um pouco as opções tecnológicas, o que não impediu que a empresa fosse bem sucedida e uma das líderes do mercado de áudio brasileiro, à época.

Outro ponto digno de nota era a flexibilidade de ligações que a Quasar oferecia em seus equipamentos. Vejam abaixo as do QA-7070X, em seu painel traseiro. E este amplificador integrado não era o mais completo, neste aspecto, dos que foram fabricados pela empresa.



O diagrama nos mostra a flexibilidade. Aliás, aqui, temos duas observações:

- as fotos promocionais e os dados do manual do aparelho foram retirados do site quasar.eng.br, gerido pelo Christian Luloian. Quem gosta da marca não deve deixar de passar por lá. Tem muita coisa interessante;

- um ponto negativo em relação à empresa é que os manuais eram simples e, algumas vezes, como foi o meu caso, nem acompanhavam o equipamento. Meu QA-7070X veio acompanhado apenas do folheto promocional da linha.

Dito isto, vamos, então, para a avaliação do amplificador.

Inicialmente ligamos o QA-7070X com uma lâmpada-série, pois, após mais que uma década parado, não seria anormal que algum de seus componentes falhasse ao ser re-energizado, o que não aconteceu. O LED indicador de força acendeu normalmente, as tensões internas estavam corretas e não houve nenhuma anormalidade.

Após meia hora ligado, sem sinal, tudo bem e partimos para as medições. Iremos confrontá-las com alguns valores obtidos nas análises do QA-2300 e do QA-3300, feitas por Antenna. Os três equipamentos compartilham os mesmos estágios amplificadores e várias outras características, com algumas variações, apesar de estarem separados por quase duas décadas de fabricação.

Na figura abaixo temos as especificações informadas pelo fabricante. Apesar do marketing dos “watts IHF”, extensamente promovido pela Quasar em seus produtos, a empresa tinha muito cuidado com as especificações técnicas e, para isso, dispunha de instrumentação sofisticada de medição.

Seus folhetos são bem feitos quanto a isso. Vejamos o que foi divulgado para o QA7070:

AMPLIFICADOR ESTEREOFÔNICO QUASAR QA-7070

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS:

POTÊNCIA:
Estereofonia: 8 ohms - 50 watts efetivos (RMS) por canal (20 VRMS, - 28 dBm).
2 caixas: usar a saída A ou B, 1 caixa acústica de 8 ohms por canal.
4 caixas: usar as saídas A e B, 1 caixa acústica **Quasar** por canal.

Quadrifonia: **4 caixas acústicas:**
 Saída A: 8 ohms, 50 watts efetivos (RMS) por canal.
 Saída B: 8 ohms, 25 watts efetivos (RMS) por canal.
 Para cada canal usar uma caixa de 8 ohms.

- **Faixa de potência:** 15 Hz a 50 KHz em 50 watts efetivos (RMS) Fig. 1 A.
- **Resposta de frequência:** (Saída de potência) 15 Hz a 70.000 Hz \pm 1 dB Fig. 1 B.
- **Distorção harmônica:** \leq 0,2%
- **Distorção por intermodulação:** \leq 0,4%
- **Relação sinal ruído:** em fono e microfone: 60 dB
 auxiliar: 70 dB
 gravador: 70 dB
- **Fator amortecimento:** para 8 ohms = 65
 Proteção eletrônica contra curto circuitos nas saídas de potência. Proteção contra ausência de carga.

Sensibilidade e impedância de entrada:
 Sintonzador: 140 mV (-14 dBm) 47 Kohms, máximo 1,3 V (+4,5 dB).
 Gravador: 140 mV (-14 dBm) 47 Kohms, máximo 1,3 V (+4,5 dB).
 Auxiliar: 140 mV (-14 dBm) 47 Kohms, máximo 1,3 V (+4,5 dB).
 Microfone: 2,7 mV RMS (-49 dBm) em 1000 Hz, 47 Kohms.
 máxima entrada: 27 mV (-29 dBm)
 Fono: 3,5 mV (-47 dBm) em 100 Hz - RIAA 47 Kohms.
 máxima entrada: 22 mV (-31 dBm)
 Gravador DIN: 480 mV (-4 dBm) 200 Kohms, máximo 10 V (+22 dBm)
 Monitor de gravação: 610 mV (-2 dBm) 10 K

RECURSOS
 Seletor de funções: auxiliar, gravador, DIN, fono, microfone e sintonzador.
 Seletor para passagem direta de funções para gravador.
 Seletor de filtro de baixas: - 10 dB em 50 Hz Fig. 1D
 Seletor de Filtro de altas: - 8 dB em 10 KHz Fig. 1E
 Seletor de Loudness (audibilidade): em conjunto com o controle de volume; ligado-desligado.
 Monitor de gravação: Play - liga o canal de potência diretamente ao gravador.
 source - liga à fonte.

Seletor de modo: reverso, estéreo, mono esquerdo + direito, mono esquerdo e mono direito.
 Seletor de sistema: fones A, B, A + B e matrix quadrifônico.
 Controles de graves: - 14 dB a + 16 dB, em 100 Hz, independentes para cada canal. Fig. 2A
 Controles de agudos: - 9 dB a + 15 dB em 15 KHz, independentes para cada canal. Fig. 2B
 Controles de tonalidade em 0 dB: (saída de linha)
 Resposta de frequência: \pm 1 dB de 15 Hz a 300 KHz. Fig. 1C
 Nível de máxima saída: 6,1 V RMS (+18 dBm)

Controle de volume.
 Chave de força.
 Saídas para linha e gravação:
 com ajuste de tonalidade, em baixa impedância, com carga mínima de 300 ohms, que permite ligar até 40 gravadores em paralelo:
 2 saídas com 0dBm (0,7V)
 3 saídas com -12 dBm (0,20V), sendo uma em DIN.
 Saída do pré amplificador de fono - microfone:
 0,25V (-10 dBm) 1000 ohms, independente da chave de funções.

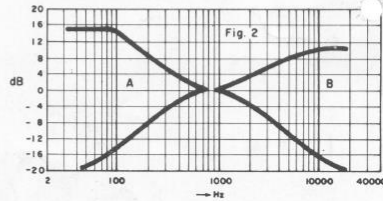
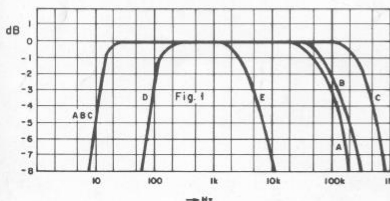
Plug frontal para fones.
 Borne de ligação à terra para toca discos.

Alimentação: 117/234 VAC. Tolerância de voltagem 50 (100) a 150 (300) VAC. Consumo máximo para saída de 50W por canal - 150 VA. Consumo mínimo e repouso: 15 VA.
 Saída de força direta (não chaveada). Saída de força chaveada: para alimentação de misturadores e toca discos.

DIMENSÕES DO PAINEL: 145 x 362 mm
DIMENSÕES DO CHASSIS: 118 x 346 x 350 mm
PESO: 7,700 kg
PAINEL EM BRANCO OU PRETO

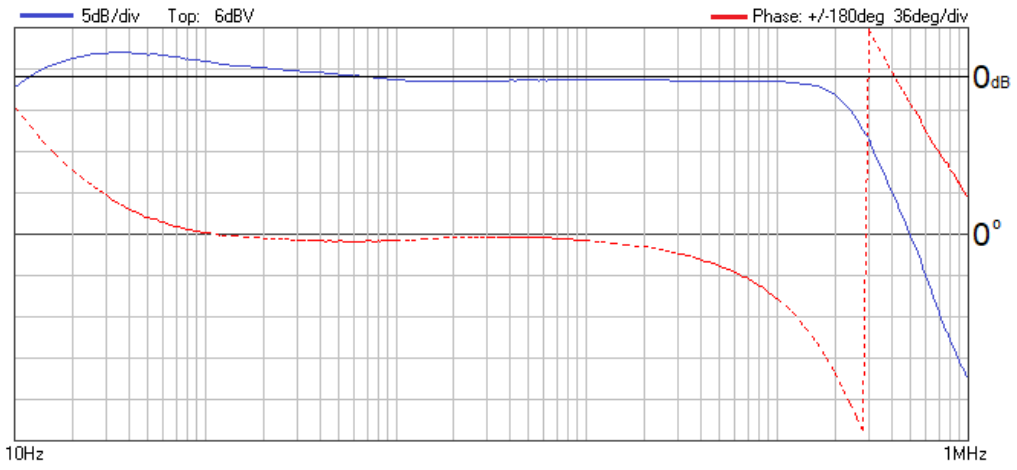
ATENÇÃO:

- 1) - **Não usar transformador de linha** para elevar a tensão de saída. Se for necessário o uso de muitos sonofletores distantes do amplificador, consultar o departamento de engenharia da **Quasar**.
- 2) - **Não usar regulador de voltagem** do tipo núcleo saturado, mesmo que seja de onda corrigida.
- 3) - **Mantiver livre a perfuração para ventilação**, na tampa superior do amplificador. Se for embutido o amplificador, deixar um espaço para a circulação do ar.
- 4) - **Observar sempre a impedância de saída** de 8 ohms, quando houver combinações de sonofletores.



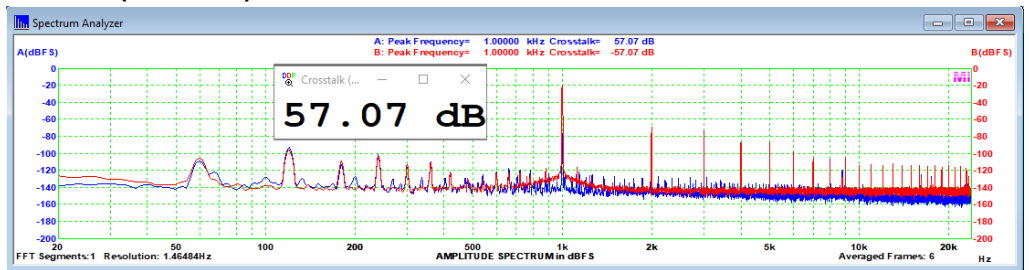
Nossas medidas foram efetuadas em 220VAC e, tendo em vista que a tensão de 120VAC é normal no país, realizamos medições de potência a 240VAC, o que é próximo do máximo especificado na folha acima, 234VAC. No painel traseiro, junto ao fusível, a especificação é a tradicional (110/220VAC).

Resposta em Frequência a 1W/8Ω (<10Hz a 230kHz -3dB)



Condizente com a folha técnica, plana e bastante extensa, passando de 200kHz. O ganho de 3dB próximo a 30Hz com certeza deve-se aos estágios de preamplificação e isso foi apontado na análise do QA-2300, também.

Diafonia (crosstalk) a 10W/8Ω/1kHz

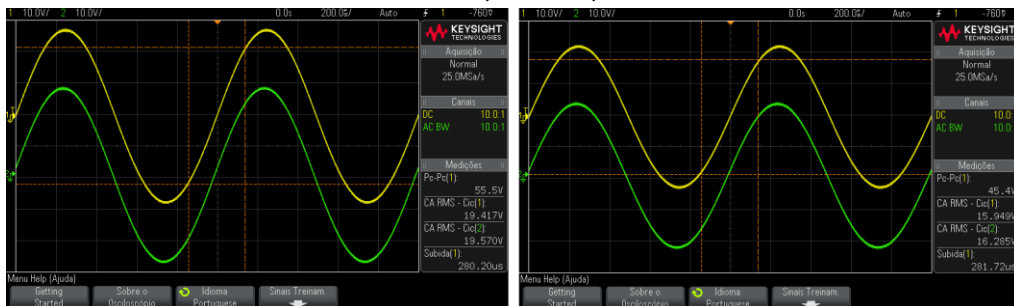


Slew-Rate: medido na entrada auxiliar, com onda quadrada em 8Ω/1kHz, **6V/μs**, valor suficiente.

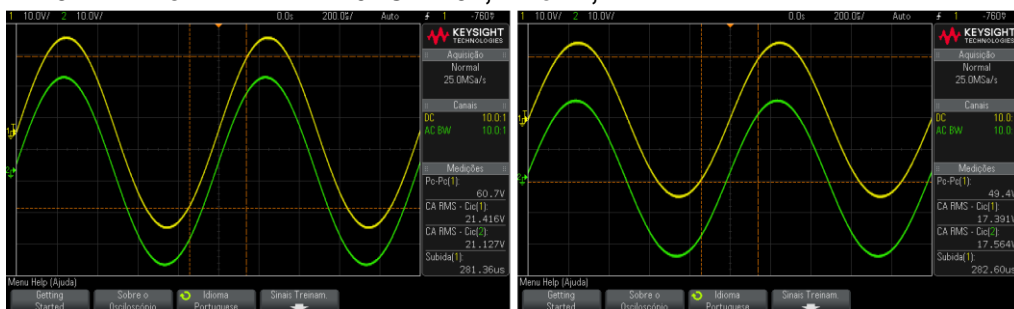
A diafonia (crosstalk) e o slew-rate não são citados na folha técnica da Quasar. O QA-2300 analisado em Antenna apresentou diafonia de 32dB, um valor baixo, bem inferior ao que medimos, que está bom. O slew-rate não foi medido para aquele aparelho, mas o apresentado pelo QA-7070X é suficiente para os equipamentos do tipo.

Potência de Saída no Limite do Ceifamento

Em 8Ω/1kHz e 4Ω/1kHz – 220VCA – 48,0W e 66,5W



Em 8Ω/1kHz e 4Ω/1kHz – 240VCA – 57,2W e 77,4W



Apesar do folheto citar especificamente que a impedância de trabalho em estereofonia deve ser de 8Ω, fala também que o equipamento é capaz de entregar 50W+25W em quadrifonia, com quatro caixas de 8 Ω, o que daria 75W naquela condição.

Obtivemos valores bem próximos dos anunciados e, em 240VCA (ou 120VCA), valores até superiores. Conferem com os obtidos nos testes do QA-2300.

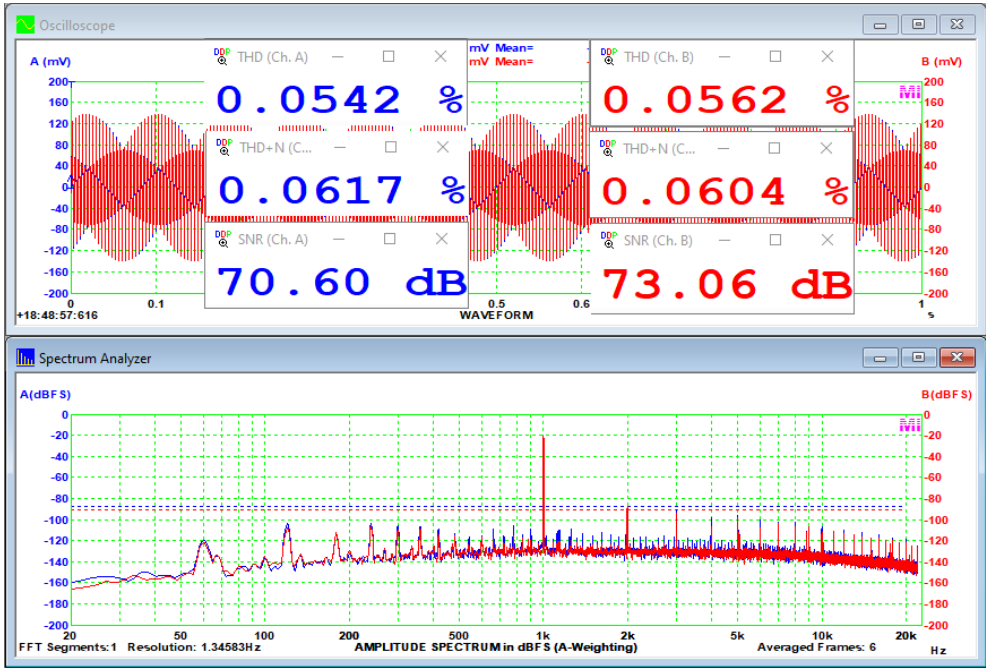
O **Fator de Amortecimento** apurado foi, a 10W/8Ω/1kHz, **43,4**, um valor bom e menor que os **65** medidos no QA-2300 e divulgados no folheto do QA7070.

O consumo à potência máxima em 8Ω e 4Ω, em 220VCA, foram, respectivamente, **155VA e 242VA**. Similar ao obtido no QA-2300 em 8Ω (160VA), mas discrepa em 4Ω (320VA).

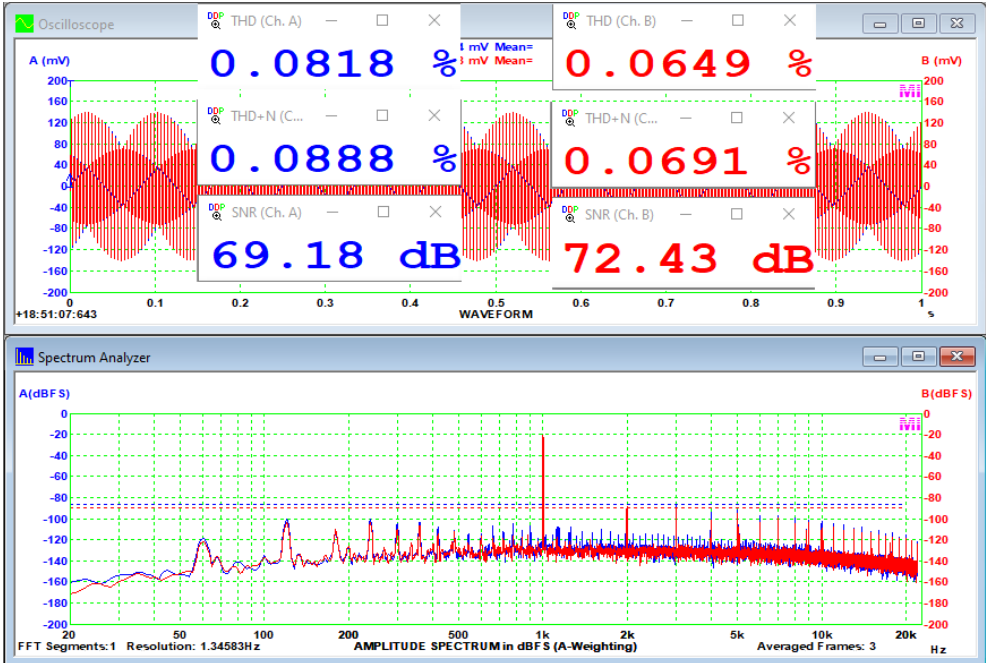
Os valores obtidos nos mostram que o Quasar é eficiente. os dissipadores laterais cumprem bem a função para as potências entregues. No que foi o último modelo da Quasar com essa configuração, o QA-3300, o par de transistores de saída é mais explorado, e ele chega a entregar quase 100W contínuos em 4Ω, por canal.

Distorção Harmônica Total e Ruído (Ponderação A)

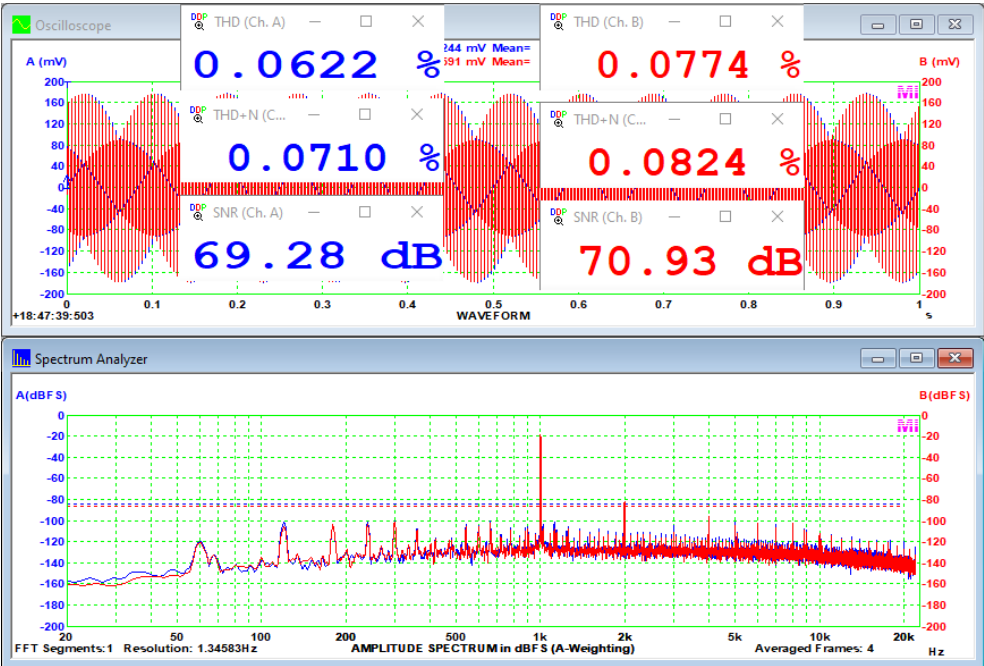
A 1W/1kHz/8Ω



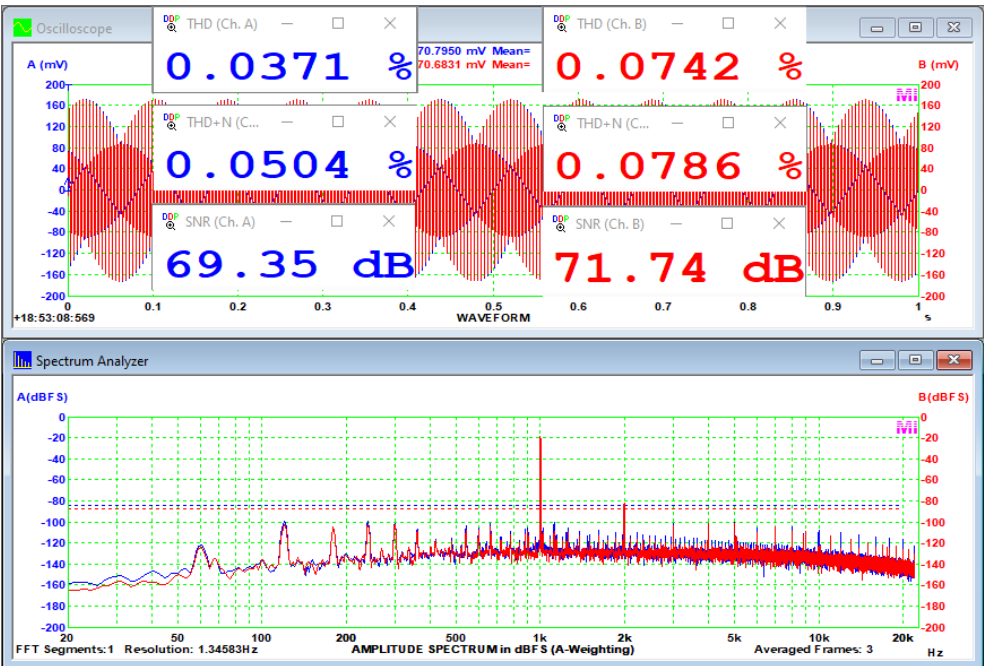
A 1W/1kHz/4Ω



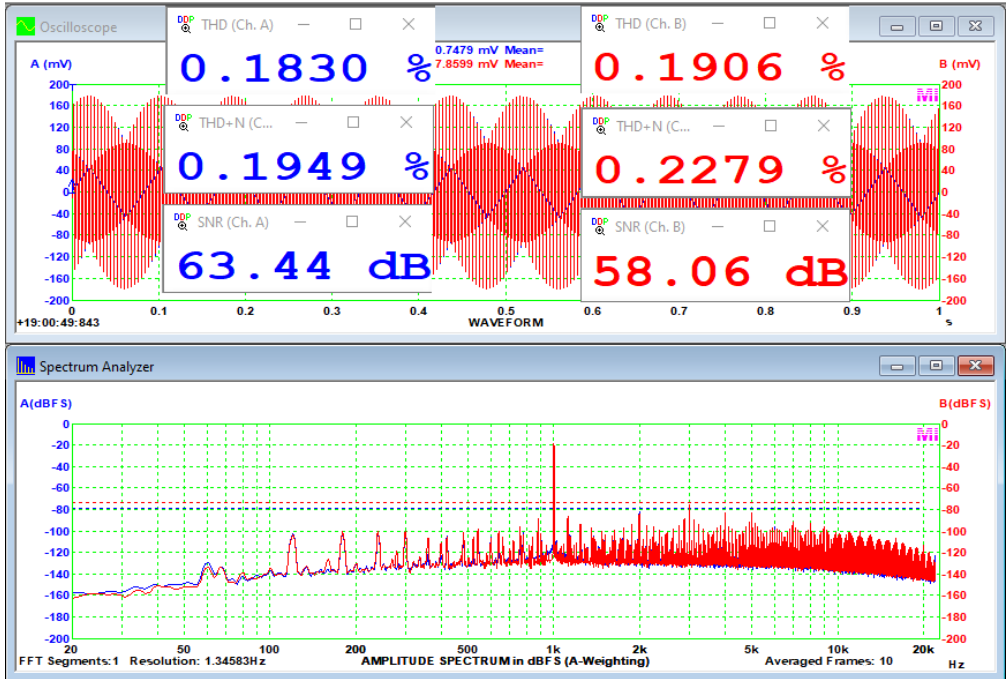
A 10W/1kHz/8Ω



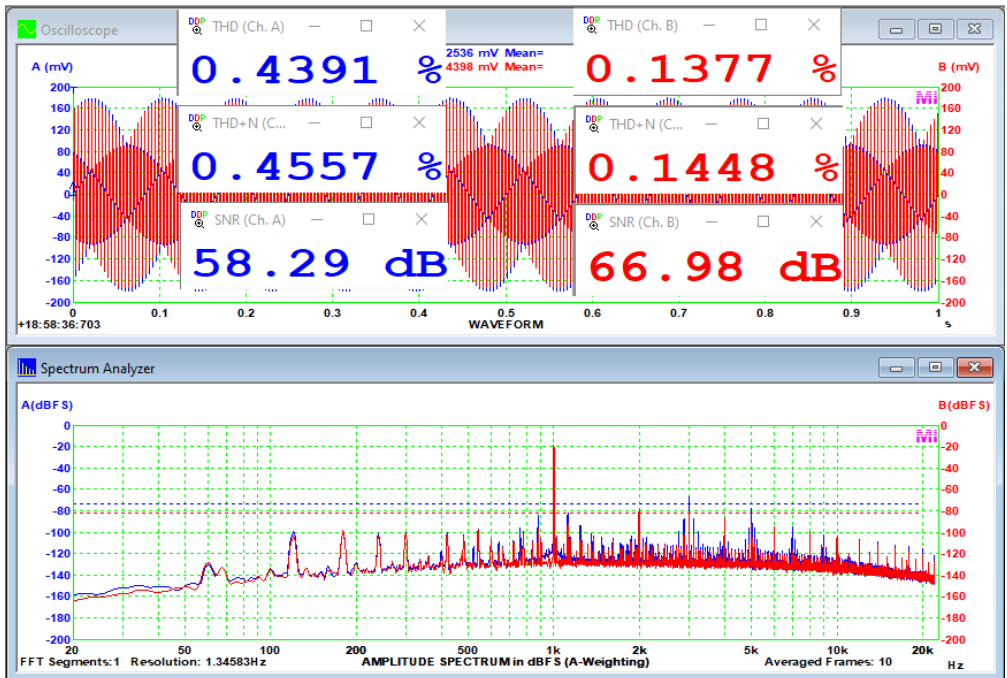
A 10W/1kHz/4Ω



À Potência Máxima em 1kHz/8Ω

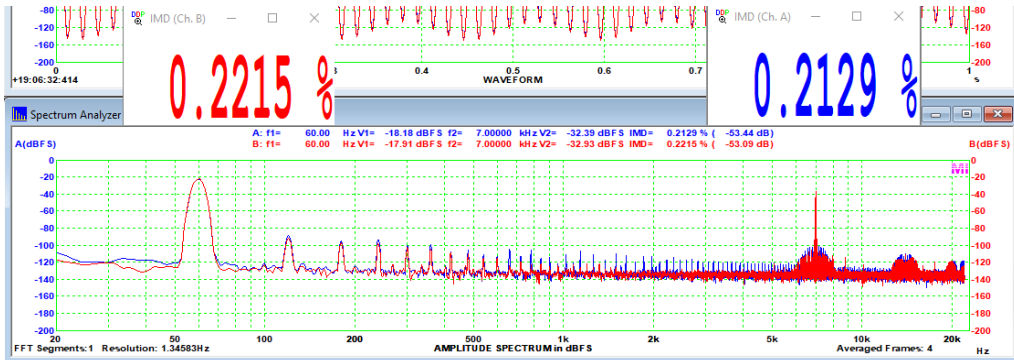


À Potência Máxima em 1kHz/4Ω

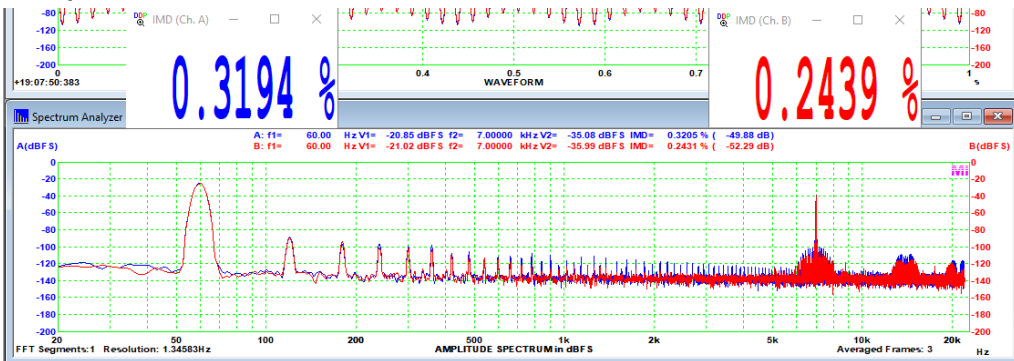


Distorção Por Intermodulação (SMPTE)

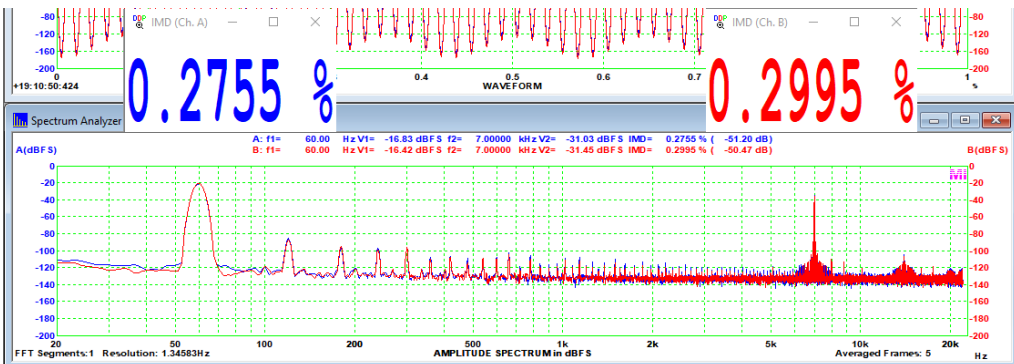
A 1W/8Ω



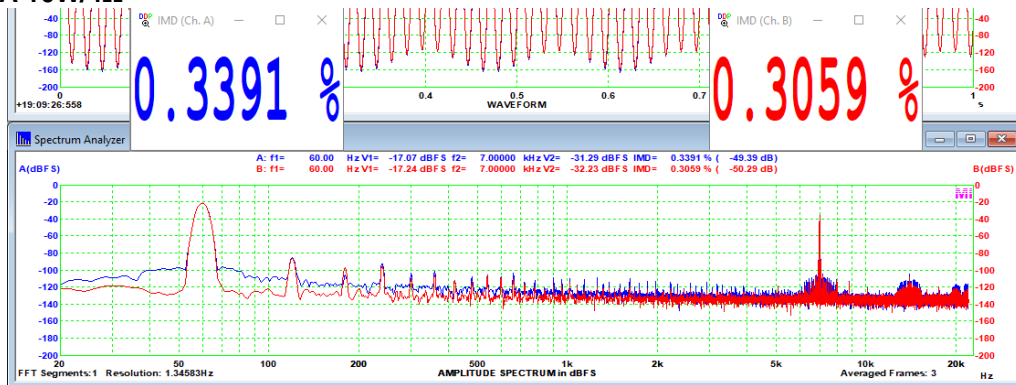
A 1W/4Ω



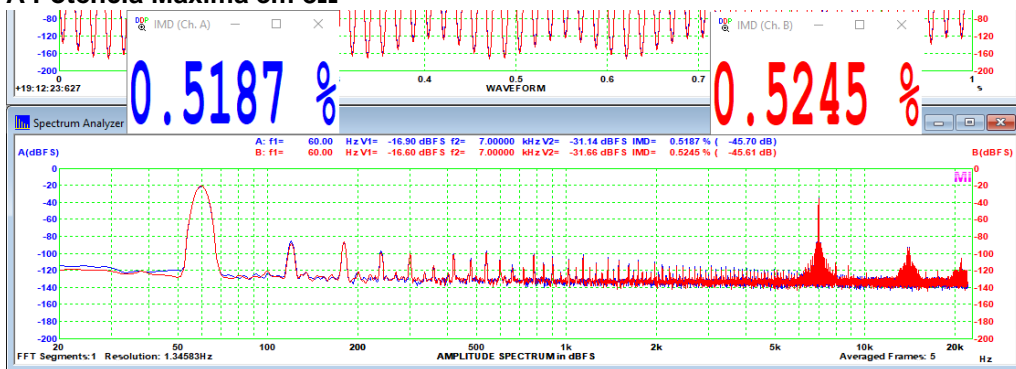
A 10W/8Ω



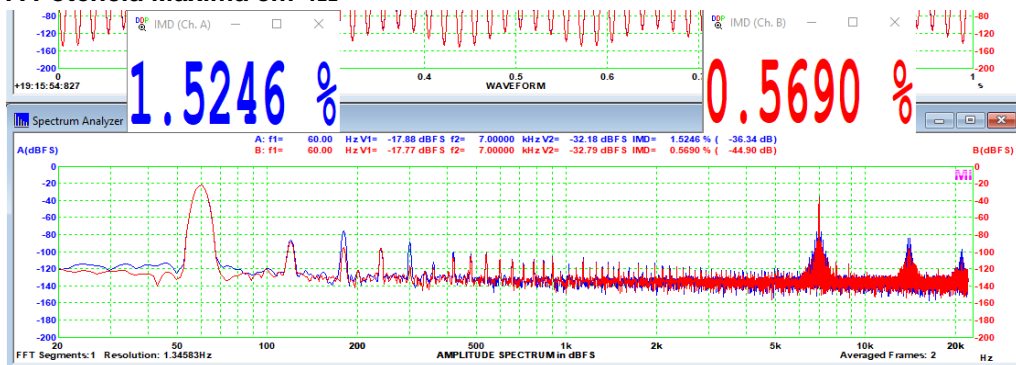
A 10W/4Ω



À Potência Máxima em 8Ω



À Potência Máxima em 4Ω



Os valores de DHT e DI são bons e coerentes com os informados (DHT < 0,2% e DI < 0,4%). Apenas em 4 ohms, em um canal, foram bem maiores, à potência máxima, mas creio que devido à saturação prematura em relação ao outro. No QA-2300 situaram-se na mesma faixa (>0,3% e >0,55%, antes da saturação), sendo que a relação sinal-ruído foi melhor no QA-7070X, caindo apenas próximo à potência máxima.

Sempre é bom lembrar que não houve substituição de componentes antigos neste último. Podemos dizer que os equipamentos têm performance bastante similar, o que responde nosso segundo questionamento.

De fato, é bastante interessante termos observado um comportamento bastante próximo do esperado em um equipamento novo, após quase quarenta anos de produzido.

Inclusive, todas as demais características apontadas no folheto, tais como atuação dos controles de tonalidade, filtros etc, se mostraram compatíveis com as anunciadas. A Quasar tinha realmente muito cuidado com isso.

Entretanto, isso não significa que alguma revisão e troca de componentes que se desgastam não sejam necessárias em equipamentos antigos, como este. Particularmente os capacitores eletrolíticos fabricados aqui no Brasil pela Siemens, e que a maior parte dos equipamentos nacionais da época utilizava, como a Quasar, com o uso constante, tendiam a vazar o seu eletrólito com o tempo, o que podia danificar as placas e componentes próximos.

Esta análise mostra que os equipamentos da Quasar mereciam a fama de robustez e de qualidade construtiva, bem como evidencia que um produto de boa qualidade podia, muito bem, com pequenas evoluções técnicas, perdurar no mercado, naquela época.

A longevidade dessa linha, com quase 20 anos de boas vendas, é uma prova disso.

Até a próxima análise!