



ANTENNA

ELETRÔNICA • SOM • TELECOMUNICAÇÕES

Número 2/23 (1238) fevereiro de 2023



Aprenda Eletrônica com



Aeriola Senior
Get One for Christmas

Five Long-Distance Receptions, Including 1 Lamp and Head Set

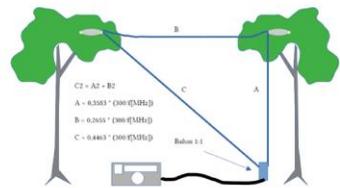
No Storage Battery Required.

\$65.00

Reverse-Bias Technology, Superior Antenna and Clear Channel Audio

\$53.00

The Radio Center
HARRY C. GROVE, Inc.
1210 G Street N.W.
For your convenience, free-shipping guaranteed.



Neste número:

Os Aeriolas

Dicas e Diagramas - VIII

Manual das Antenas - X

Resultados do Pré RIAA

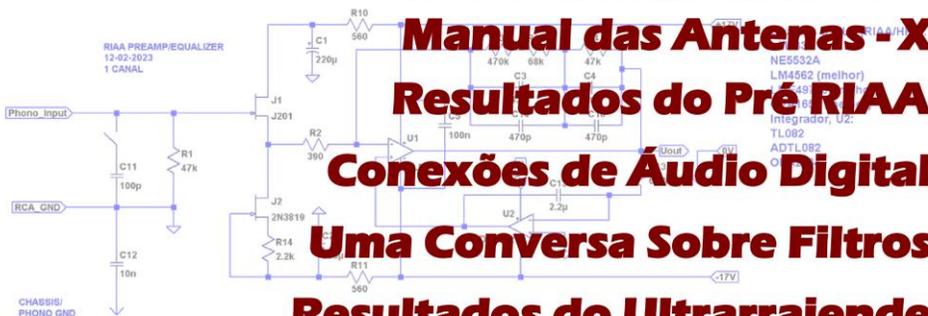
Conexões de Audio Digital

Uma Conversa Sobre Filtros

Resultados do Ultrarraiende

O Transmissor Linear Alan 737

O Amplificador Classe D TPA3118



ANTENNA

Número 02/23 – fevereiro/2023 – Ref. 1238

As edições impressas de Antenna, a partir de janeiro de 2021, podem ser adquiridas na livraria virtual UICLAP (www.uiclapp.com.br), sendo bastante fazer a busca por Antenna em seu sítio, e os esquemas da ESBREL poderão ser adquiridos por intermédio do confrade Rubens Mano, nos seguintes contatos: E-mail: manorc1@manorc.com.br e WhatsApp: (051) 99731-1158.

COR DO MÊS – Fevereiro é o mês da cor **laranja**, da campanha de conscientização sobre a leucemia. No Instituto Nacional do Câncer (INCA), há uma página explicando o que é e os tratamentos disponíveis, falando também da possibilidade de doação de medula óssea. Você pode acessá-la [aqui](#).



Neste mês, temos uma contribuição interessante do Marcelo Cipulo, mostrando a restauração de dois ícones do *broadcasting* em seus primórdios, fabricados pela Westinghouse para a RCA, cuja história é muito rica, desde seu começo e oriunda de um dos pioneiros da radiotransmissão, Marconi, e da gigante da eletricidade/eletrônica, a General Electric. Vale a pena conhecer sua história, e a de seu líder, David Sarnoff, em https://www.rca.com/us_en/our-legacy-266-us-en.

Lembramos, também, novamente, que o sucesso das montagens aqui descritas depende muito da capacidade do montador, e que estas 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 na manipulação das tensões secundárias e da rede elétrica comercial. Pessoas sem a devida qualificação técnica não devem fazê-lo ou devem procurar ajuda qualificada.

SUMÁRIO

1 - ANTENNA – Uma História – Capítulo XXVI – A Difícil Recepção.....	<i>Jaime Gonçalves de Moraes Filho</i>
5 - CQ-RADIOAMADORES – Linear Alan 737 para 27MHz e 28MHz	<i>Ademir – PT9HP</i>
8 - APRENDA ELETRÔNICA - Uma conversinha, ao “pé do ouvido”, sobre filtros	<i>Paulo Brites</i>
13 - As Conexões de Áudio Digital	<i>João Yazbek</i>
17 - Manual de Antenas para Radioamadores e Radiocidadãos - Parte X.....	<i>Ademir – PT9HP</i>
25 - DICAS E DIAGRAMAS – VIII.....	<i>Dante Efrom – PY3ET</i>
32 - Projeto de Pré-Amplificadores RIAA – Parte XXIV.....	<i>Álvaro Neiva</i>
42 - Análise do Amplificador Em Classe D TPA3118	<i>Marcelo Yared</i>
51 - Aeriola Jr. e Aeriola Sr.: Os Dois Rádios Mais Importantes do Mundo	<i>Marcelo Cipulo Almeida</i>
56 - Construa o ULTRARRAIENDE – Parte III.....	<i>Marcelo Yared</i>
73 - TVKX – Placas & Placas	<i>Jaime Gonçalves de Moraes Filho</i>

ANTENNA – Uma História - Capítulo XXVI

Jaime Gonçalves de Moraes Filho*

A Difícil Recepção



Nos primórdios da radiofonia no Brasil, na década de 1920, a recepção dos sinais de rádio ainda era um problema a ser resolvido. Os receptores mais simples eram os chamados “Galenas”, que, em alguns casos, se tornaram bastante sofisticados, com saída push-pull e dois circuitos sintonizados; tudo sem qualquer tipo de alimentação. No entanto, a sensibilidade era reduzida e a sintonia precária, tendendo a “misturar” as estações, além do que, era obrigatório o uso de fones de ouvido.

Um dos primeiros modelos comerciais anunciados em Antenna foi o “Stromberg-Carlson”, de 6 válvulas e RF sintonizada. Além da sensibilidade ser um tanto reduzida, o número de controles, com sintonia dupla ou tripla, tornava a sua operação bastante crítica. A adoção de um circuito de neutralização deu origem aos chamados “Neutrodinos”.

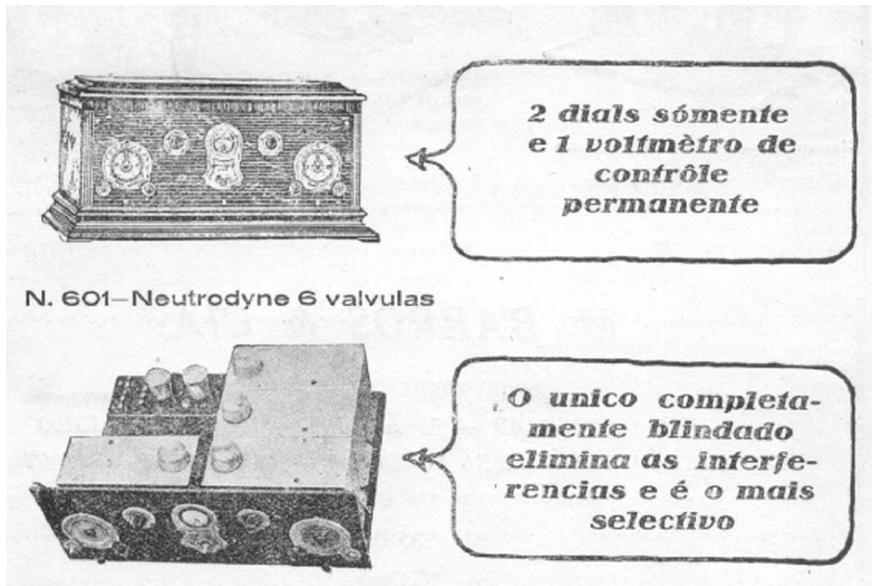


FIG 1 – Neutrodino Stromberg-Carlson

* Professor de Física e Engenheiro de Eletrônica

Como tais circuitos, por empregarem um número elevado de válvulas, tinham um custo elevado para a maioria dos amadores, a solução foi partir para o circuito Regenerativo, desenvolvido em 1912 por Edwin Armstrong.

Os “Regenerativos”, que mais tarde foram ligeiramente modificados, dando origem aos circuitos “Reynartz”, “Hartley” e “Schnell”, populares até meados da década de 1930, possuíam boa sensibilidade e seletividade. Seu ponto fraco era a tendência de auto-oscilação, transmitindo para toda a vizinhança apitos indesejáveis. Apesar de tal limitação, Antenna, em seus primeiros números, publicou vários circuitos regenerativos, como este que apresentamos.

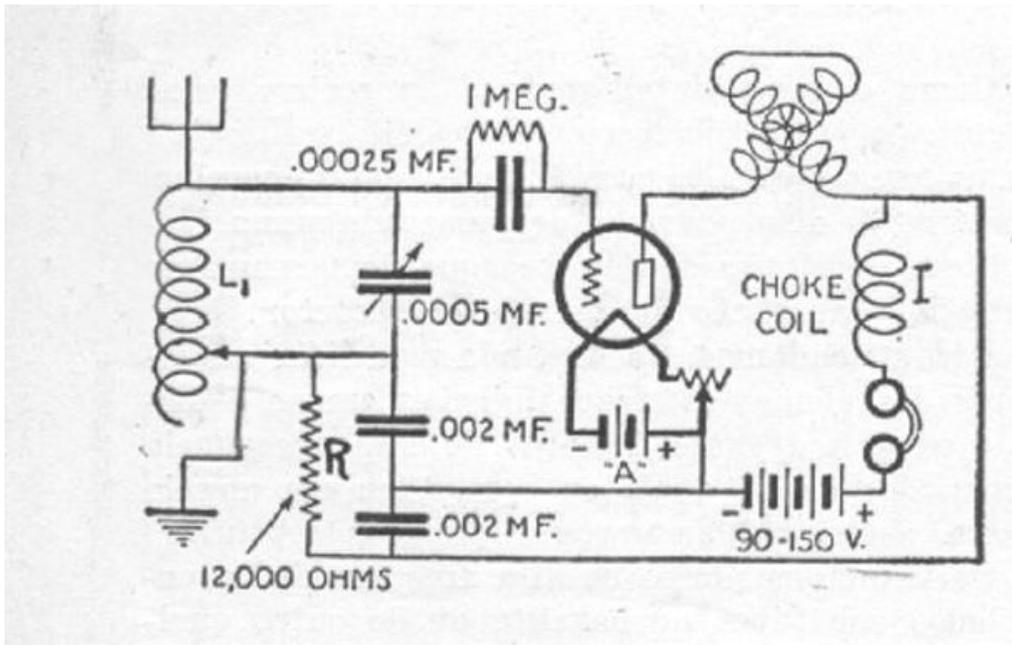


FIG 2 – Circuito Regenerativo – Junho de 1926

A solução para todos esses problemas era o circuito Super-heteródino, desenvolvido pelo mesmo Edwin Armstrong, no início da década de 1920. Possuindo excelente sensibilidade e seletividade, tornou-se o sonho de consumo para muitos. O problema era não só a falta de informações técnicas, mas também a falta de componentes específicos, como os transformadores de FI, e o preço elevado de pelo menos quatro válvulas. Não tardou para que vários leitores passassem a escrever para a revista, solicitando a publicação de circuitos super-heteródinos de construção caseira. A curiosidade dos leitores aumentou ainda mais, após a publicação de um anúncio da RCA, referente a um super-heteródino de seis válvulas, infelizmente fora do alcance para a maioria da população.

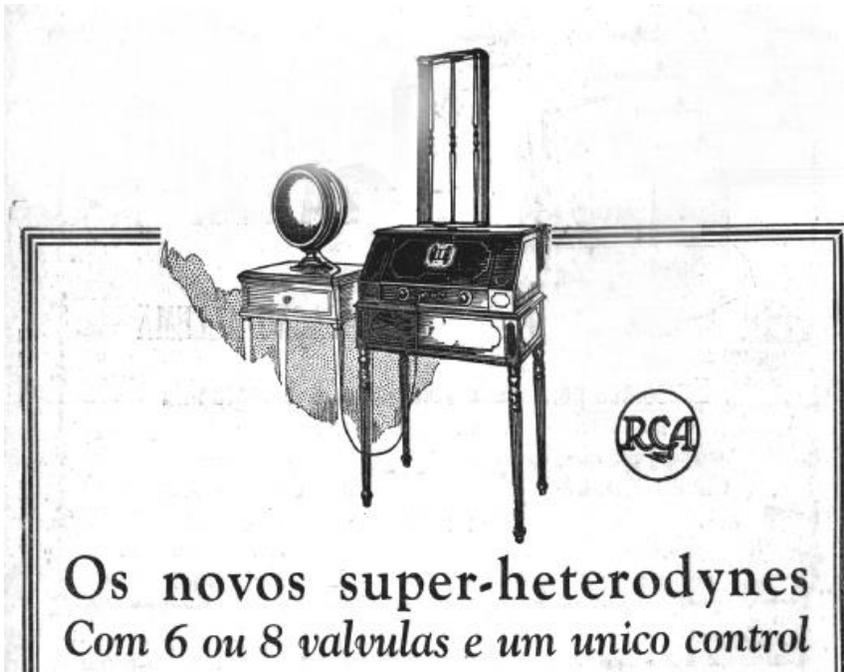


FIG 3 – RCA super-heteródino – Dezembro de 1926

Finalmente, em setembro de 1929, Antenna publicou um artigo de Roberto Lacault, traduzido da “Radio News”, descrevendo a montagem do receptor RE-29, um super-heteródino de seis válvulas, cuja fonte de alimentação e a etapa final de áudio em push-pull são montadas em um chassi separado, com mais cinco válvulas, totalizando onze válvulas.

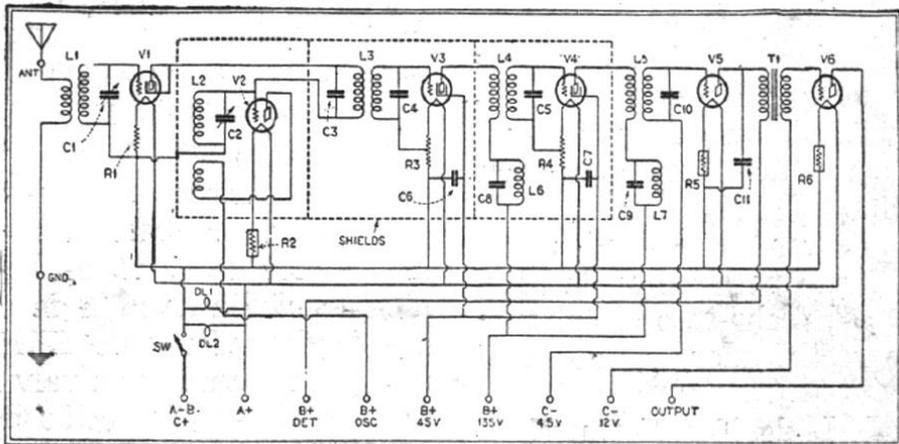


FIG 4 – Receptor RE-29 – chassi principal

Como todos os primeiros super-heteródinos, o canal de Frequência Intermediária (F.I.) operava em 120 KHz, com ajuste através de "Trimmers", o que tornava os transformadores de FI um tanto volumosos.

Para facilitar a montagem dos circuitos de alta-freqüência, o autor sugere a utilização de uma base de madeira medindo 60cm x 30cm, na qual são fixados condutores metálicos destinados ao aterramento.

Já a fonte de alimentação ficava em um segundo módulo.

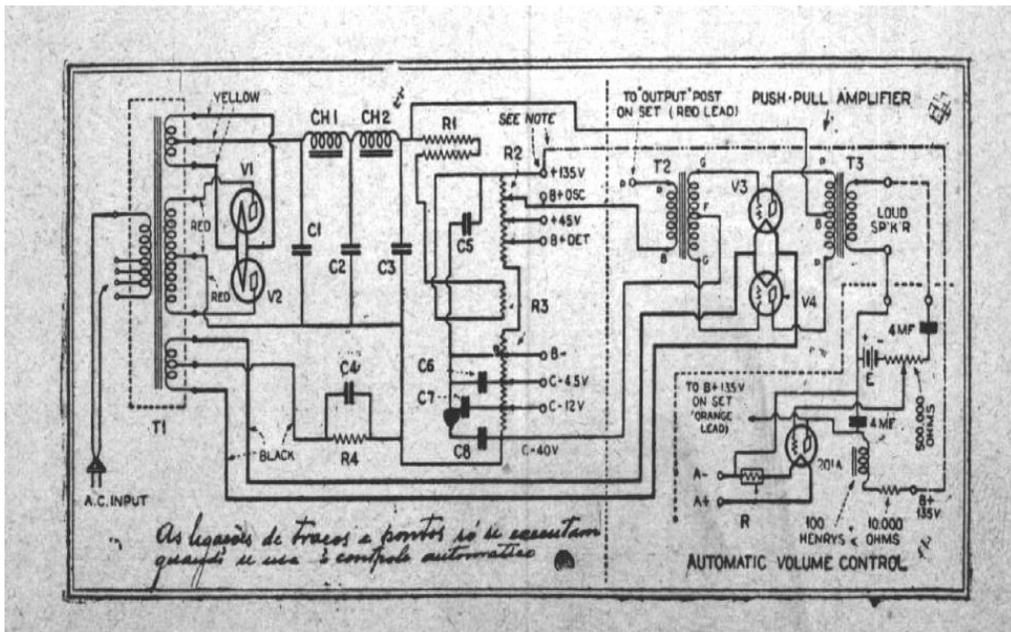


FIG 5 – Receptor RE-29 - Fonte de alimentação e saída de áudio

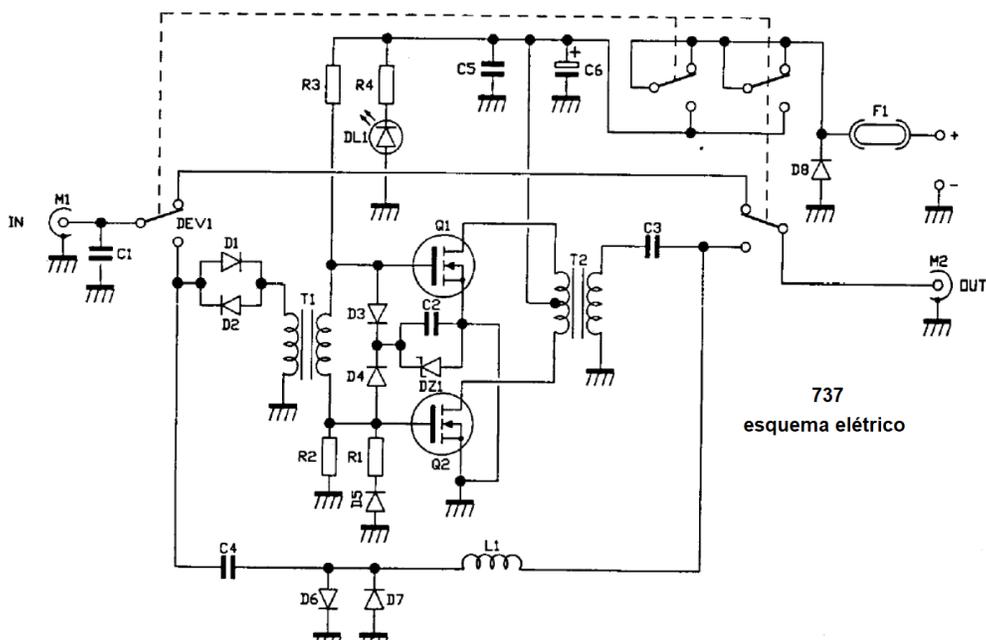
Caso alguém, após a leitura do artigo, ainda desejasse montar o receptor, enfrentaria no final de tudo um grande desafio, pois não era fornecida qualquer tipo de instrução para a calibragem.

A descrição completa para a montagem de um super-heteródino, digamos, mais convencional, foi publicada no número de novembro de 1933, permitindo que muitos tivessem acesso àquele tipo de receptor, que se tornaria um padrão até o início do século XXI, quando começaram a ser substituídos pelos receptores digitais, os DSP

*A cargo de Ademir, PT9HP

Linear Alan 737 para 27MHz e 28MHz

Este amplificador de RF produzido pela Alan CTE italiana fez um grande sucesso na Europa em meados dos anos 90. Embora o manual diga que é para "HF", na verdade, sua cobertura abrange os Onze e Dez Metros – 26MHz a 28MHz.



CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

Tensão de alimentação – 13,8Vcc

Consumo de corrente – 6 ampères

Largura de banda* - 26MHz – 28MHz

Potência de saída efetiva – 50 Watts

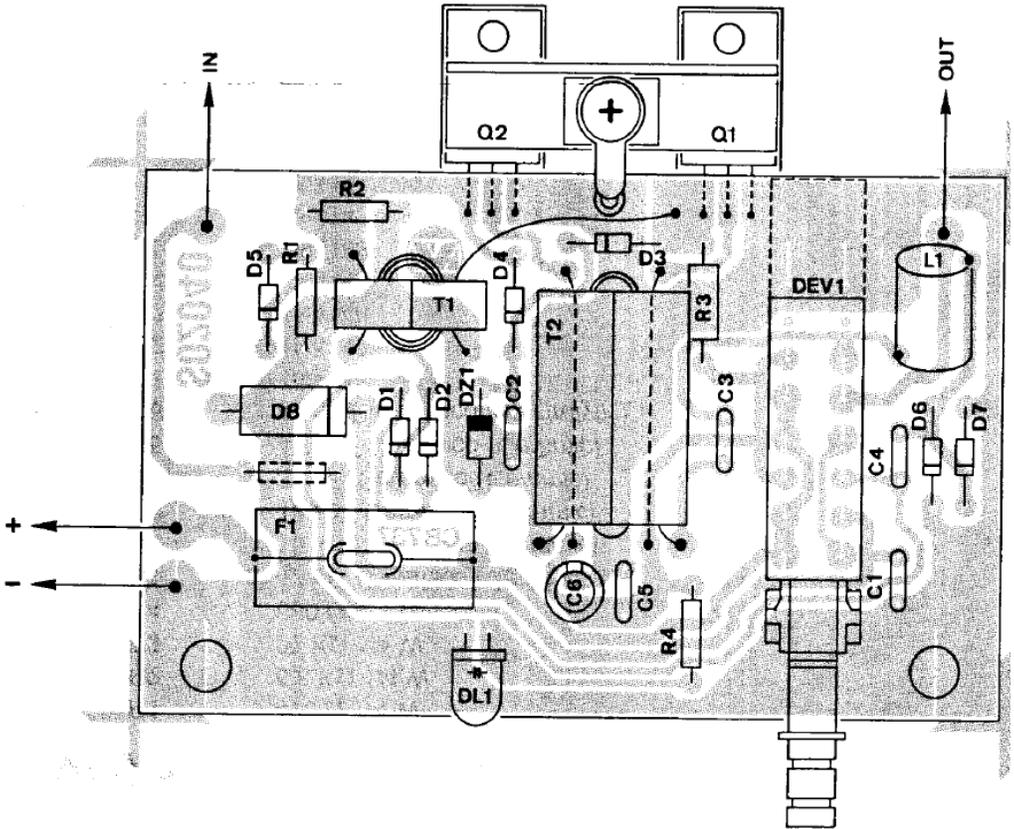
Potência máxima de pico – 80 Watts

Potência de excitação – 0,5 Watts a 10 Watts máximo

Impedância de entrada/saída – 50Ω

ROE – 1.3:1

Nota: a potência de saída do linear é proporcional à potência de saída do rádio (excitação) Com apenas 1 watt o aparelho dará uns 10 Watts de saída. Com 7 Watts, a potência deverá ficar em torno dos 50. A orientação é não excitar o linear com potência superior aos 15 Watts, senão satura.



Claro, nem tudo é perfeito e nem sempre se consegue tudo num manual de usuário.

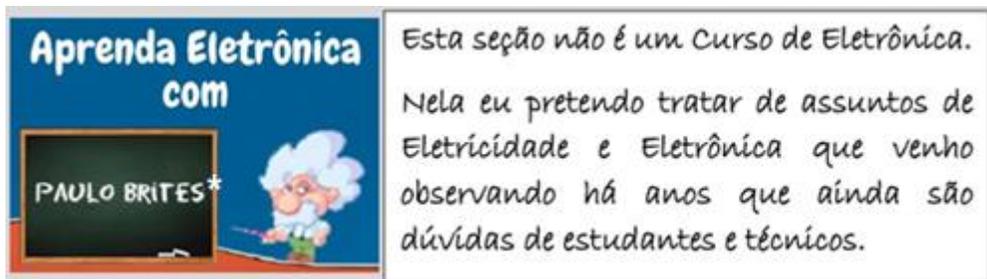
A CTE International foi muito generosa com seus produtos, tornando públicos os esquemas e valores de componentes, coisa que raramente se vê. Desta forma, se alguém quiser se aventurar a montar um desses, para uso pessoal, modelos similares poderão conter as informações sobre os transformadores e bobinas do aparelho.

Na próxima página, a lista de componentes.

LISTA DE COMPONENTES LINEAR ALAN 737

- R1 – 470 ohms ¼ W
- R2 – 8,8 K ohms ¼ W
- R3 – 27 K ohms ¼ W
- R4 – 680 ohms ¼ W
- C1 – 47 pF cerâmico
- C2 – 10 nF cerâmico (10.000pF ou 103Z)
- C3 – 120 pF cerâmico
- C4 – 33 pF cerâmico
- C5 – 47 nF cerâmico (47.000pF ou 473Z)
- C6 – 47 uF capacitor eletrolítico 35 volts ou mais
- D1 a D7 – 1N4148
- D8 – BY252
- Q1 e Q2 – MS1307 – Transistor MOSFET
- DL1 – LED vermelho
- DZ1 – Diodo Zener 20V por 1 W
- F1 – Fusível 6,3A
- L1 – Bobina 19 espiras
- T1 – Transformador de entrada
- T2 – Transformador de saída
- DEV 1 – Chave de 4 vias e duas posições
- M1 – Conector coaxial de entrada
- M2 – Conector coaxial de saída





Uma conversinha, ao “pé do ouvido”, sobre filtros

Ao começar a rascunhar os tópicos a serem tratados no “futuro” volume 2 do e-book sobre fontes chaveadas que estou a preparar, percebi que precisaria falar de filtros ao analisar os circuitos PFC – Power Factor Correction ou Correção do Fator de Potência, em bom português, e presentes na maioria das SMPS atuais.

Daqui em diante as fontes chaveadas serão tratadas apenas pela sigla SMPS – Switch Mode Power Supply.

E aqui, quando me refiro a “filtros”, não estarei a tratar daqueles que temos nas cozinhas de nossas casas para “fingir” que matam os micróbios e bactérias da água que bebemos. Nem tão pouco aqueles dos cigarros para iludir o fumante que, ao usá-los, poderá ficar livre de um “cancerzinho” de pulmão, algum dia.

Os filtros que irei tratar, brevemente aqui, estarão mais próximos dos chamados “filtros de linha”, mas não daquelas régua de tomadas vendidas por aí que só filtram o dinheiro do seu bolso.

Se você está pensando naquele capacitor que aparece logo após o retificador de todo circuito conversor AC-DC, “batizado” de fonte de alimentação, está no caminho certo, mas irei mais adiante.

Aliás, você já se perguntou por que a “galera” chama aquele capacitor eletrolítico grande de capacitor de filtro ou simplesmente filtro?

Ouso apostar que muita gente não parou para se perguntar por quê. Será que vou ganhar a aposta?

Voltando ao tema título, o que pretendo apresentar neste artigo, num pequeno *spoiler* de um dos capítulos do **futuro volume 2** sobre as SMPS, são, basicamente os filtros LC passa-baixas e passa-altas.

***Professor de Matemática e Técnico em Eletrônica**

E por que julguei que seria necessário incluir um capítulo sobre filtros num livro sobre as SMPS, afinal, quem pretende estudar sobre elas “deveria” saber o que são e como funcionam os tais filtros, não é mesmo?

Reparou no **deveria** entre aspas?

Na minha prática, quase “matusalêmica”, de sala aula percebi e ainda percebo hoje, que, antes de tratar de um assunto novo, é preciso abordar alguns temas “velhos” que seriam utilizados no “novo” e que, na melhor das hipóteses, estariam guardados no “sótão da memória” dos alunos ou quiçá nunca foram apresentados a alguns.

Por exemplo, se vamos começar a estudar a resolução de equações do segundo grau, seria de bom alvitre fazer antes uma revisão sobre potenciação e radiciação.

Pois que atire a primeira pedra quem nunca esqueceu coisas que estudou um dia (até **eu**, Brutus!), mas o faça com cuidado, para que a pedra não se torne um bumerangue e finde por cair em sua cabeça.

Mas chega de conversa na mesa da cozinha no café da trade e passemos ao “prato do dia”, já que estamos na cozinha, e estudemos um pouco os tais dos filtros.

Um “esquenta” sobre componentes reativos

Por ora, basta lembrar, aos “esquecidos”, duas coisas.

Uma delas é que os **capacitores** apresentam um efeito chamado **reatância capacitiva** quando submetidos a uma **tensão alternada senoidal**.

O valor da reatância capacitiva, representado por X_C , irá variar de acordo com a frequência da tensão senoidal aplicada ao capacitor e é calculado pela expressão

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C}$$

A outra “lembrança” é que os **indutores**, quando submetidos a uma **tensão alternada senoidal**, apresentarão um efeito chamado **reatância indutiva**, representado por X_L e calculado pela expressão

$$X_L = 2\pi f L$$

Estes dois conceitos/fórmulas serão a base para tratarmos dos filtros.

Começemos por olhar as “fórmulas” não como um mero “fazer contas” e sim, o que significam os resultados obtidos.

No caso da **reatância capacitiva** precisamos observar que quanto **maior a frequência**, para um mesmo valor de C, **menor** será a **reatância capacitiva**.

Por outro lado, a **reatância indutiva aumenta com aumento da frequência**, para um mesmo valor da indutância L.

O que iremos abordar neste artigo

Estudar filtros de uma forma abrangente demandaria, pelo menos, dois anos de artigos aqui na Revista Antenna e não faz nenhum sentido para o nosso objetivo.

Trataremos apenas dos filtros passivos e sem aprofundamento de cálculos pois, não estamos interessados em projetar SMPS e sim, repará-las.

Para estudar os circuitos PFC das SMPS, que será um dos capítulos do futuro livro, só irá nos interessar tratar dos filtros LC passa baixas e passa altas, pois o objetivo é barrar frequências altas produzidas por harmônicos e, assim, aumentar o Fator de Potência.

Um rápido desvio de rota

Já que estamos a falar de filtros, não custa nada dar uma passadinha rápida por aqueles utilizados nas caixas de som que “no meu tempo” eram chamadas de sonofletores.

Como objetivo principal, no momento, não é tratar desta aplicação dos filtros, deixo apenas uma figura para que você tire suas próprias conclusões e perceba que tudo na Natureza está interligado e, como dizia Steve Jobs, “cabe a nós saber ligar os pontos”.

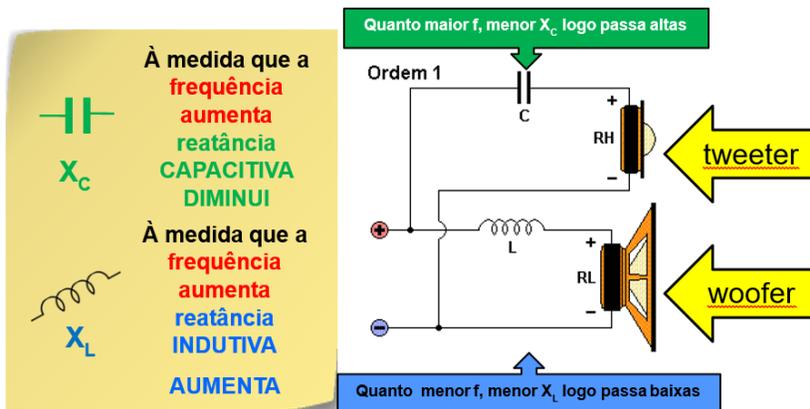


Fig. 1 – Circuito básico de divisor de frequências para caixas de som

Os filtros em um PFC passivo

Começemos olhando o circuito da fig. 2, onde temos um PFC passivo em uma SMPS. Embora existam algumas diferenças nestes circuitos o modelo da figura, ele serve ao nosso objetivo didático, que é localizar os filtros Passa Alta e Passa Baixa.

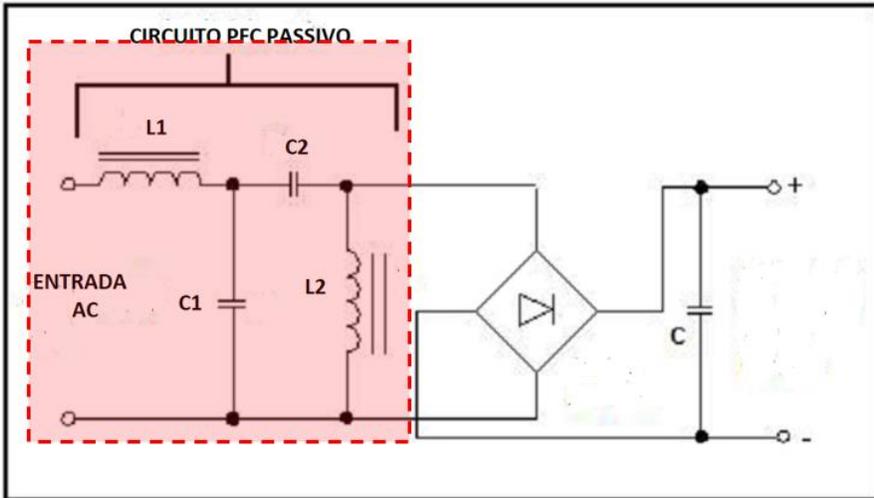


Fig. 2 – Diagrama da entrada de uma SMPS com PFC passivo

No bloco pontilhado da fig. 2 temos dois filtros passivos.

O primeiro, formado por L1 e C1 é um filtro passa baixas e o segundo com C2 e L2 é um filtro passa altas.

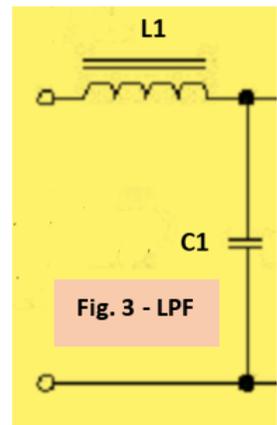
Analisemos sucintamente cada um destes filtros em separado.

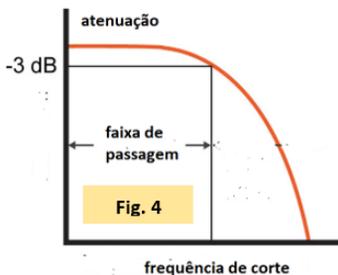
Na fig. 3 temos um LPF (Low Pass Filter – Filtro Passa Baixas) formado por L1 e C1.

Por que dizemos que esta configuração forma um LPF?

Basta olhar as fórmulas para o cálculo das reatâncias para concluir que quanto maior a frequência maior será a reatância indutiva e, portanto, deixando passar as frequências mais baixas.

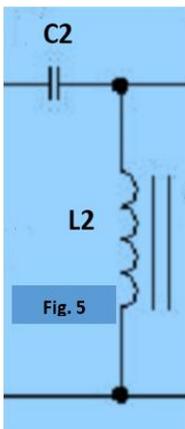
Por outro lado, o capacitor C1 apresentará baixa reatância em frequências altas, fazendo com que elas “não sigam para a carga”.





Na fig. 4 temos um gráfico mostrando o comportamento do LPF. No caso das SMPS, a frequência de corte será 60Hz (no Brasil).

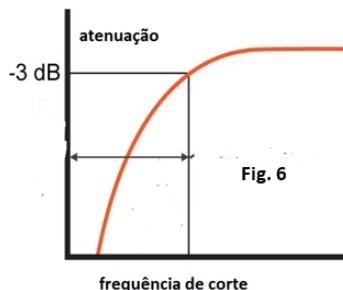
Harmônicos destas frequências começarão a sofrer atenuações maiores que 3dB, como mostra a linha vermelha na fig. 4.



Para melhorar ainda mais a filtragem dos harmônicos “indesejáveis” foi acrescentado um HPF (High Pass Filter – Filtro Passa Altas composto por L2 e C2, como vemos na fig. 5.

Agora a reatância capacitiva de C2 será tanto MAIOR quanto MENOR for a frequência e, portanto, os harmônicos que conseguirem passar pelo LPF anterior serão “barrados no baile” e ainda serão “eliminados” pela baixa reatância do “segurança” L2.

Na fig. 6 temos o gráfico mostrando o comportamento do HPF.



Sob o ponto de vista da reparação não há interesse para o técnico se preocupar com os cálculos e, por isso, o foco foi mostrar como o circuito funciona fisicamente.

Um exemplo de SMPS com filtro passivo pode ser visto na fig. 7, de uma fonte ATX.

Como objetivo principal deste artigo é descrever um pouco sobre filtros passivos, o circuito da fig. 7 foi colocado aqui apenas para ilustrar que, embora pouco usados, podemos ter PFC passivo numa SMPS.

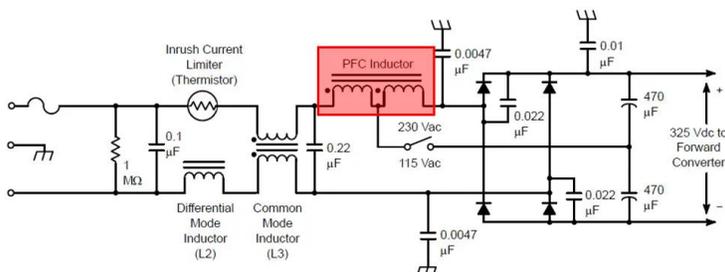


Fig. 7 – Fonte ATX com PFC passivo.

Por enquanto é só. Dúvidas, comentários e sugestões podem ser enviados para: contato@paulobrites.com.br e eu sempre respondo.

As Conexões de Áudio Digital



Imagem: Aliexpress.com

João Yazbek*

Neste mês abordaremos as conexões digitais mais usadas em produtos áudio e Home Theater. Nesta série nos atermos especificamente ao áudio, mas veremos que não será possível deixar de falar um pouco sobre vídeo. Em função da contínua evolução tecnológica, está havendo uma convergência que tem criado conexões que contém áudio e vídeo simultâneos no mesmo cabo.

Os processadores multicanal e receivers de Home Theater têm cada vez mais funções de vídeo integradas a eles, e, logicamente, se quisermos ser completos em nossa abordagem, teremos de falar de vídeo, como já visto em artigos específicos, aqui em Antenna.

As conexões de áudio digital utilizadas atualmente são basicamente as seguintes: coaxial, ótica, AES3 (ou AES/EBU), USB, 1394 (ou FireWire) e HDMI. Adicionalmente, para a conectividade no mercado dos tocadores de mídia digital são encontradas também conexões Ethernet e Wi-Fi, para mencionar as mais comuns.

Essas entradas e saídas vão permitir a conexão de tocadores de DVDs, CDs, HTPCs (Home Theater PC's) e Media Centers, assim como tocadores de MP3 e outros "gadgets" de mídia digital.

A conexão coaxial e a ótica - também conhecida como Toslink, de "Toshiba Link", o fabricante que introduziu a tecnologia - utilizam o mesmo protocolo de comunicação chamado de S/PDIF (de Sony/Philips Digital Interconnect Format – ou Formato Sony/Philips de Interconexão Digital). Esse protocolo foi introduzido no mercado junto com o Compact Disc, o que faz com que ele tenha hoje ao redor de 40 anos de idade. O que difere a conexão coaxial da ótica é a forma física como o sinal é transmitido.

***Mestre em Engenharia Eletrônica**

No caso da conexão coaxial, a versão mais comum utiliza conectores RCA e um cabo coaxial padrão de 75 ohms, o mesmo utilizado na conexão de TV a cabo. Há conexões coaxiais que utilizam conectores chamados de BNC, que são específicos para a impedância da conexão que é de 75 ohms. Este conector, apesar de tecnicamente melhor do que os RCA, é pouco comum no mercado.

Já na interface óptica, o sinal é transmitido por meio de uma fibra óptica, através da conversão no equipamento emissor (por exemplo, o seu DVD) do sinal elétrico para óptico por meio de um led vermelho. No equipamento receptor (por exemplo, seu receiver de Home Theater) há um receptor óptico para fazer a conversão complementar.

Ambas as conexões, coaxial e óptica, são utilizadas de forma intercambiável para conectar equipamentos próximos entre si, ou seja, que estejam a distâncias não maiores do que 10 metros. Quando estamos trabalhando com receivers de Home Theater, invariavelmente esbarramos na limitação de quantidade das entradas e somos, muitas vezes, obrigados a utilizar uma mistura de ambas para fazer todas as conexões necessárias.

O padrão S/PDIF tem capacidade para transmitir dois canais em modo estéreo sem compressão ou então formatos comprimidos como Dolby Digital e DTS. Mas formatos de áudio como o Dolby TrueHD e o DTS HD não são suportados por esse padrão, pois simplesmente não há banda suficiente para transmitir esses dados.

A conexão coaxial não isola eletricamente aparelhos, pois é feita por meio de cabos elétricos. A conexão Toslink, por sua vez, é completamente isolada, pois o cabo é uma fibra óptica e como tal não conduz energia elétrica.

Isso pode se traduzir em alguma vantagem na interconexão de equipamentos, como a eliminação de ruído de rede (o famoso Hum) induzido por problemas de aterramento.

Todos sabem como o ambiente próximo a um PC é ruidoso e como ele pode emitir ruído, tanto pelo ar como pelos cabos de interconexão. Uma aplicação importante para a conexão Toslink é isolar eletricamente um HTPC funcionando como Media Server do restante da cadeia de áudio, melhorando bastante a qualidade do sinal, por eliminar o ruído conduzido na interconexão elétrica com PC's ruidosos.

A conexão coaxial, apesar de não isolada eletricamente, evita a conversão ótica no modulador e a reconversão elétrica no demodulador. Como já discutimos anteriormente, esse tipo de conversão/reconversão degrada o sinal, e esse é justamente o calcanhar de Aquiles da conexão óptica.

Na realidade, a conexão Toslink produz um nível de jitter maior na transmissão, o que acaba degradando o sinal resultante na saída do sistema. Há um debate intenso na mídia sobre a qualidade inferior do áudio produzido a partir de uma conexão Toslink quando comparada à coaxial. Será que isso procede?

Sem entrar em detalhes técnicos, nosso leitor assíduo já tem condições de dar a resposta.

Antes de continuarmos com este assunto, vamos falar um pouco sobre a interface AES/EBU. Esta é a interface padrão utilizada no mundo do áudio profissional e ultimamente tem sido vista em produtos de alta performance para uso doméstico.

Na realidade, o padrão S/PDIF foi baseado no padrão profissional AES/EBU (Audio Engineering Society / European Broadcast Union – ou Sociedade de Engenharia de Áudio / União Europeia de Rádio –Televisão), que são as entidades que originalmente trabalharam na criação do padrão. O AES/EBU se tornou o padrão AES3 com a publicação de uma norma pela AES em 1985, e que foi revista na década passada.

Na realidade, essa norma internacional descreve todos os formatos acima, que têm a mesma origem, mas objetivos diferentes: alguns são voltados ao mercado profissional e outros ao mercado de consumo.

O padrão AES tem dois tipos padronizados: o balanceado e o desbalanceado, tal como as entradas analógicas balanceadas e desbalanceadas discutidas anteriormente. A conexão AES balanceada utiliza um conector XLR similar ao conector de áudio balanceado e a conexão desbalanceada utiliza um conector BNC. Os cabos e suas impedâncias características são diferentes, o padrão desbalanceado utiliza o cabo coaxial de 75 ohms e o padrão balanceado utiliza um cabo blindado com dois condutores trançados em seu interior com impedância de 110 ohms.

Os padrões AES têm capacidade de transmitir sinais a até 100 metros de distância. O padrão S/PDIF com BNC, citado anteriormente, é muito parecido com o AES/EBU desbalanceado, mas as semelhanças param por aí. Por sorte, eles pertencem a mundos diferentes, mas, como temos visto cada vez mais equipamentos de alta performance com conexões oriundas do mundo profissional, lembro que existem diferenças.

É importante citar que a qualidade dos cabos utilizados nessas conexões é de suma importância. Dada a natureza dos sinais que trafegam nas conexões digitais, os cabos têm de ser de boa qualidade. Caso contrário, eles poderão provocar uma série de problemas, como reflexões, perda de sinal e “jitter”. Isso também é válido para os cabos ópticos.

Portanto, quando se trata de conexões digitais entre equipamentos, procure comprar o melhor cabo possível, seja este coaxial ou óptico. Cabos ópticos têm uma grande variação na composição do material de seu elemento fotocondutor, que pode ser feito de plástico barato ou até de quartzo, em versões mais caras. Além disso, eles não devem ser dobrados fortemente, pois podem atenuar o sinal e mesmo interromper a condução do sinal por completo.

Cabos coaxiais baratos, por sua vez, podem não blindar o sinal adequadamente, deixando as interferências se misturarem ao sinal digital, e com isso gerar problemas de qualidade na reprodução após a decodificação feita em seu processador de sinal ou receiver.

O cabo de áudio RCA, utilizado para as conexões comuns de sinal de áudio, definitivamente não serve para essa função.

Voltando agora ao Toslink e seu problema de jitter, há artigos relatando piora do jitter quando se utiliza a interconexão óptica.

Vou tentar explicar de forma simples o que é o jitter e qual sua importância na comunicação digital S/PDIF. O jitter é uma variação de frequência da base de tempo utilizada como referência em um sistema digital.

Por exemplo, seu PC tem uma frequência de clock da ordem de 2 a 3 GHz, que possui uma variação intrínseca ao redor do valor fundamental, que é o jitter.

O que torna crítica a questão do jitter na interconexão S/PDIF é que o sinal transmitido não possui uma referência de tempo enviada junto com o sinal de áudio. Para a correta demodulação do sinal digital, essa referência de tempo necessita ser extraída do sinal de áudio.

Se há degradação do sinal enviado, a referência de tempo pode variar mais que o normal em relação ao valor nominal. Essa variação é o jitter do sinal de clock extraído do sinal de áudio transmitido.

As causas do jitter do Toslink são a distorção durante a modulação e posterior demodulação do sinal e a própria fibra óptica utilizada para transmitir o sinal. Essa degradação na recuperação da base de tempo irá afetar a conversão digital-analógica, reduzindo a qualidade do sinal convertido.

Manual das Antenas para Radioamadores e Radiocidadãos

Parte X

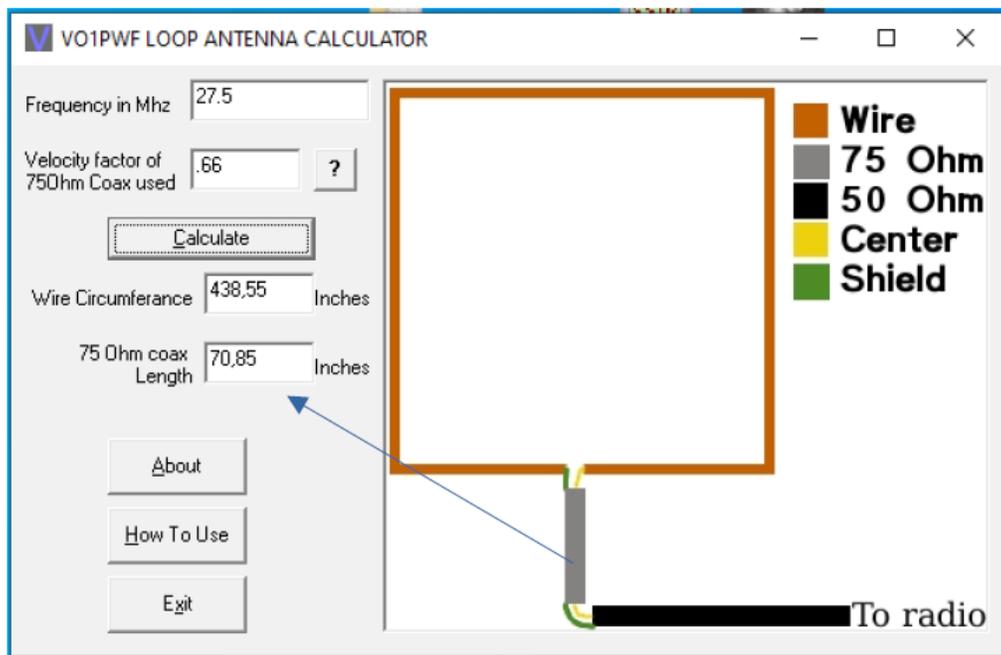
Ademir Freitas Machado – PT9-HP

ANTENAS LOOP – COMO CALCULAR E CONSTRUIR

As antenas loop são fáceis de fazer e ótimas em resultados. Têm uma largura de banda maior que um dipolo e são muito silenciosas, sem contar o ganho, por se tratar de uma antena de onda completa. Daí você ter que usar o acoplador, feito com um cabo coaxial de 75Ω de ½ onda de comprimento. O programa faz esse cálculo automaticamente para você. Cuidado ao usar uma vírgula ou ponto para apresentar frações... dá diferença! Pelo visto, o programa utiliza por padrão o ponto ao invés de vírgula. Exemplo: 27,5MHz ou 27.5MHz.

Polarização

Para utilizar a antena na posição horizontal faça como está no desenho, com o isolador central para baixo, em direção ao solo. Cuide para que tenha uma boa altura. Essas antenas muito próximas do solo são um desastre... mas funcionam! Note que ela irradia pelas laterais.



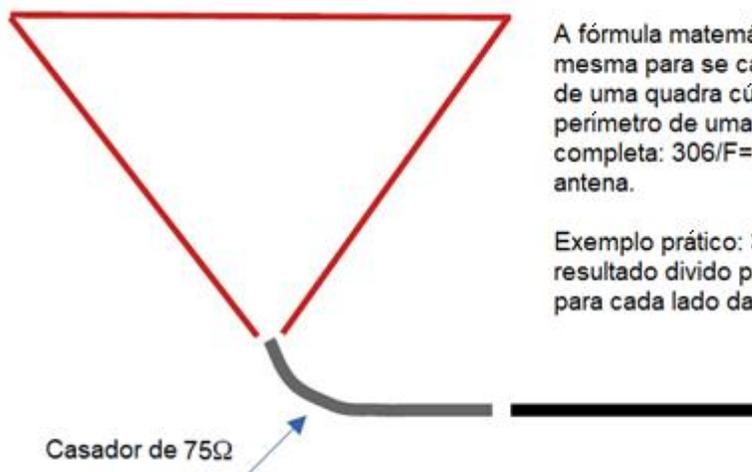
Wire, no caso, é o perímetro ou comprimento total do fio, que deve ser dobrado em 4, deixando apenas um espaçamento onde irá o isolador central. O cabo coaxial é de $\frac{1}{2}$ onda, de 75Ω . Não se preocupe (só um pouco...) com o fator de velocidade do cabo que você encontra no comércio – especialmente os chineses. O valor 0,66 é adequado. Basta você converter polegadas em sistema métrico e tudo estará bem. Infelizmente esse programa não dá a opção de calcular ou converter em sistema métrico, como os programas do Al Legary, VE3-SQB, nosso “guru” predileto em se tratando de programas para cálculos de antenas.

Veja que as cores se referem aos dados da antena, como comprimento do gamma, cabo direto ao rádio, centro da antena, wire circunferência que é o perímetro ou comprimento total do fio. O cálculo de uma loop é simples: $306/F = \text{onda completa}$. A impedância está em torno de 100Ω .

O link para baixar esse programa, tanto para Windows como para Linux, está aqui: <http://www.linuxwolfpack.com/>. Note que o resultado está em POLEGADAS!

Mas talvez você esteja se perguntando: “mas a loop não é redonda ou triangular?” Bom, as loop pequenas, no formato de um círculo exigem cálculos mais elaborados, pois normalmente são antenas capazes de sintonizar uma gama muito grande de frequências e quase sempre elas são sintonizáveis, com um capacitor para adaptar sua frequência.

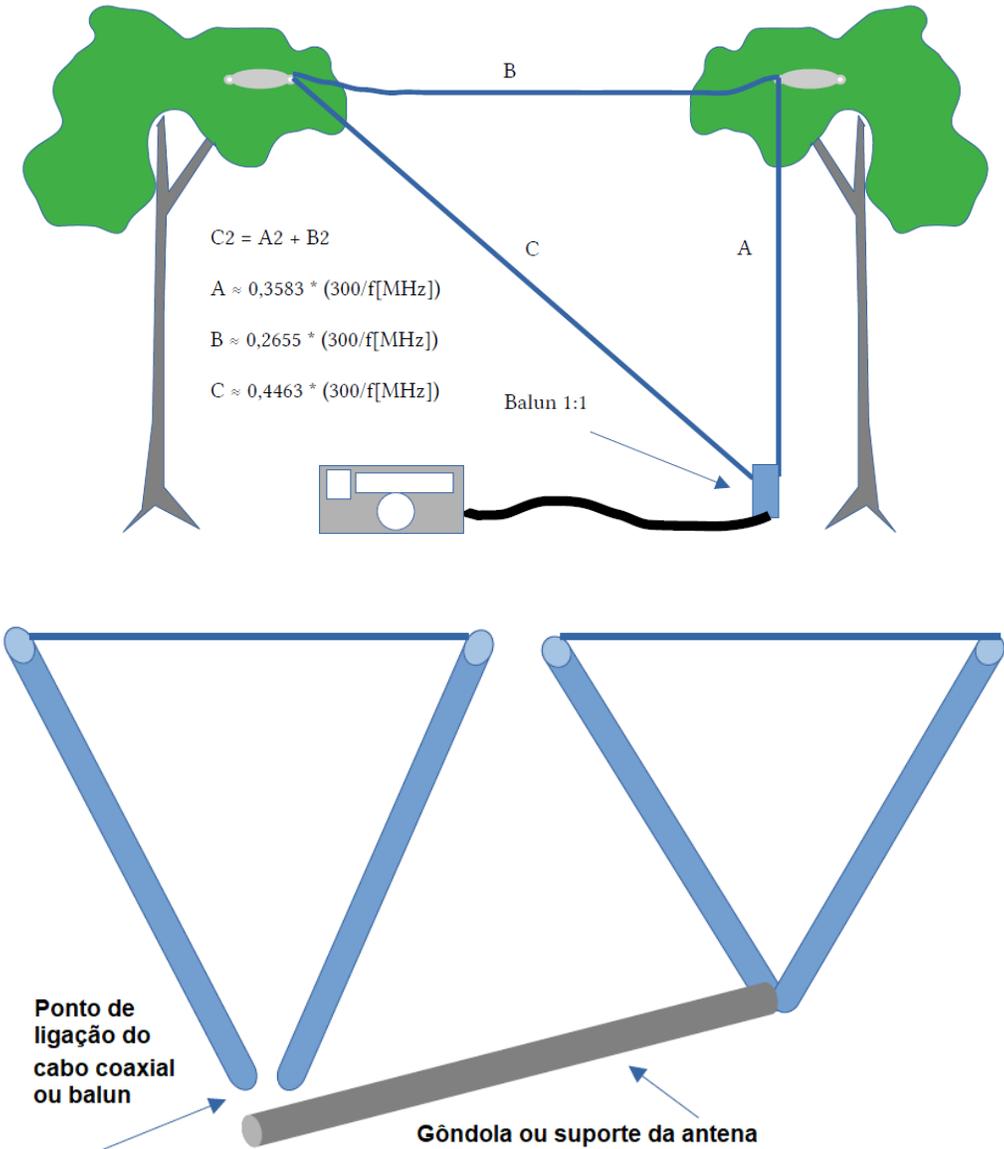
As antenas loop que mostramos aqui são para faixas específicas, de cálculo fácil. Elas podem ter as mais diversas formas geométricas. Alguns fabricantes produzem loops triangulares de dois ou mais elementos. São semelhantes à quadra cúbica, mas seu formato permite soluções engenhosas para sua construção. Veja abaixo um exemplo.



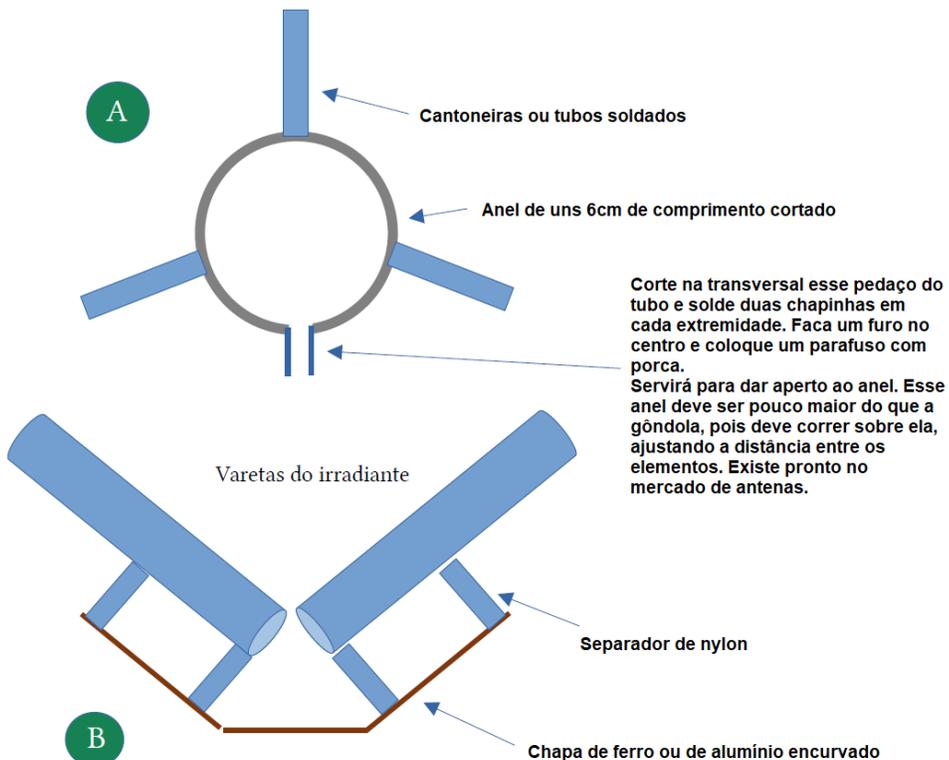
A fórmula matemática é a mesma para se calcular um quadro de uma quadra cúbica ou o perímetro de uma antena de onda completa: $306/F = \text{metro}/3 = \text{lado da antena}$.

Exemplo prático: $306/27.5$ e resultado dividido por 3 = 3,7 metros para cada lado da antena.

E se você quiser dar uma outra forma à sua loop, aproveitando aqueles grandes pés de manga que tem em seu quintal? Veja este outro exemplo e note que a matemática é outra. Na verdade, a matemática resolve qualquer problema, mas nem sempre conseguimos uma fórmula pronta, como esta do colega radioamador **LA8-OKA**. Esta é a delta corner (delta de canto), com impedância de aproximadamente 50Ω.



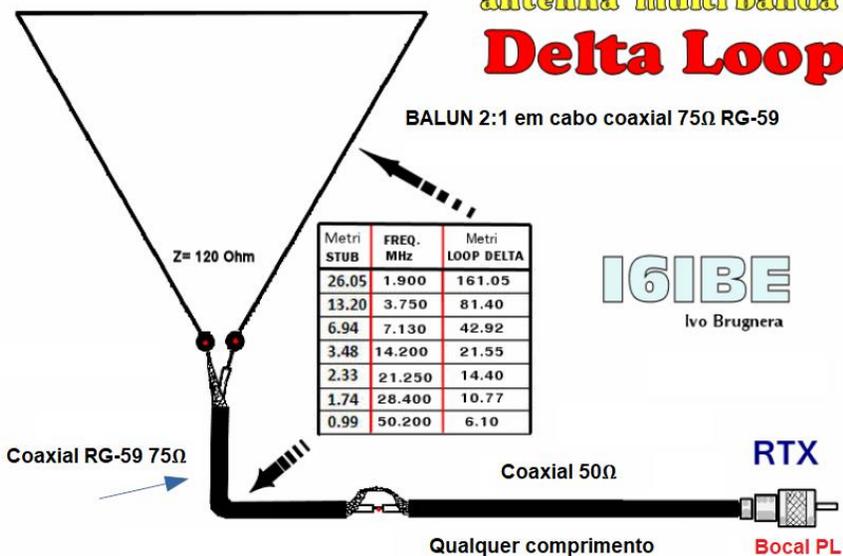
SUGESTÕES DE DOIS SUPORTES PARA DELTA LOOP



antenna multi banda

Delta Loop

BALUN 2:1 em cabo coaxial 75Ω RG-59

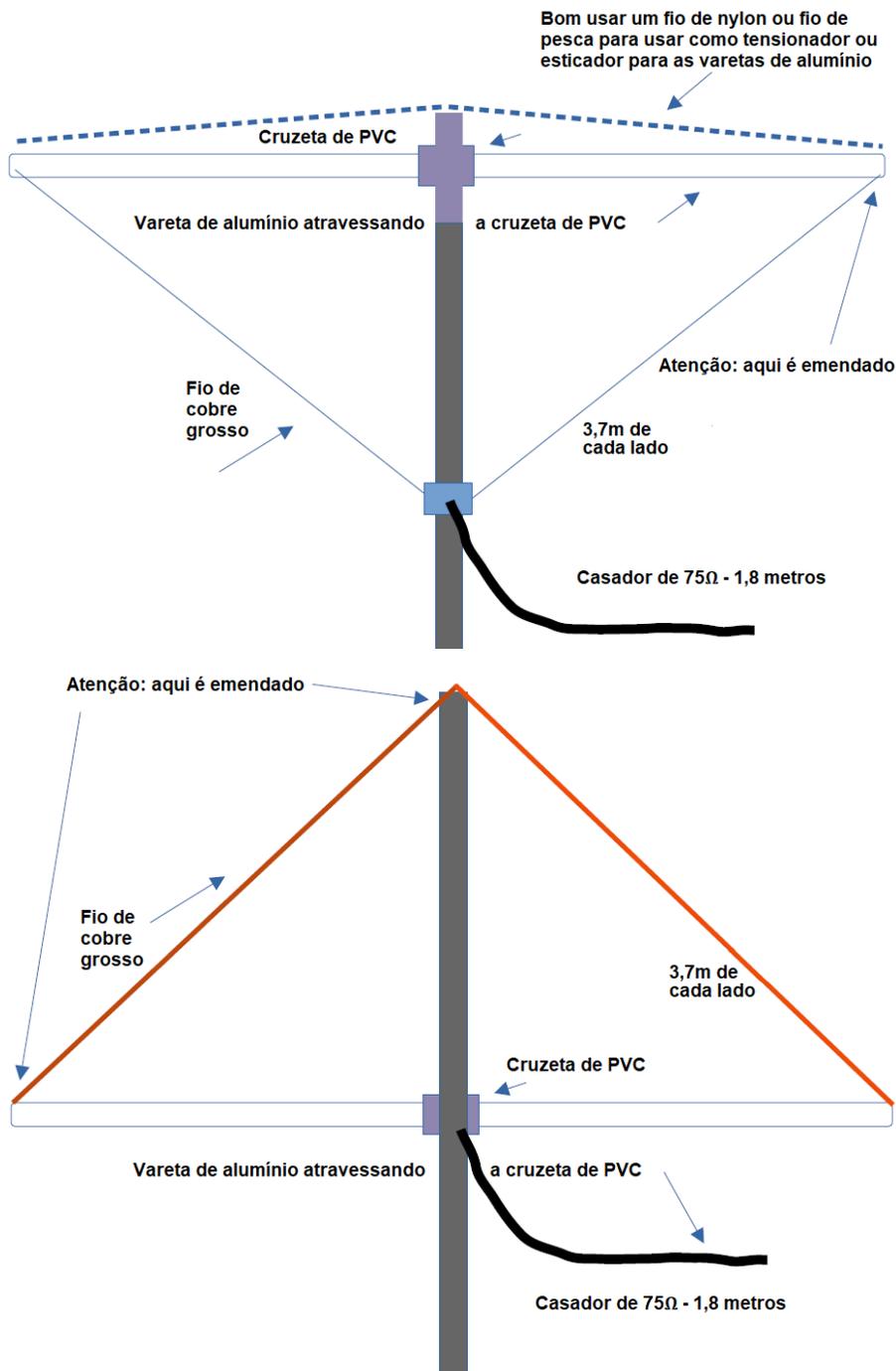


Metri STUB	FREQ. MHz	Metri LOOP DELTA
26.05	1.900	161.05
13.20	3.750	81.40
6.94	7.130	42.92
3.48	14.200	21.55
2.33	21.250	14.40
1.74	28.400	10.77
0.99	50.200	6.10

IGIBE

Ivo Brugnera

DELTA LOOP PARA 27,5 MHZ

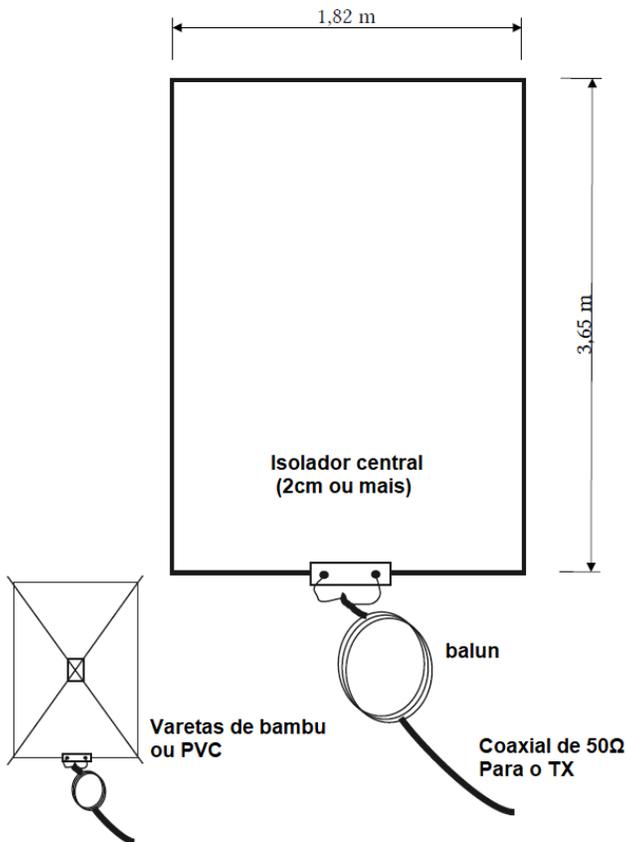


Na página anterior, a mesma delta loop, porém invertida. Neste modelo fica mais fácil suportar o elemento de alumínio, já que ele fica esticado devido à gravidade. Na ponta superior do mastro – se usar um mastro metálico, use um caninho de PVC a mais e passe o fio por um orifício. Nem os fios nem o tubinho de alumínio devem encostar em mastro que seja de metal.

Loop retangular para 10 metros

Esta antena loop para 28MHz é de fácil construção e, pelo seu formato retangular, permite a ligação de um cabo coaxial de 50Ω diretamente à antena. Por via das dúvidas (e aí está o segredo!) faça um transformador de impedância enrolando o cabo coaxial, formando 3 espiras de uns 30cm de diâmetro.

O fio para essa antena é o de nº 12 AWG e o ganho é pouco mais de 2dB sobre um dipolo, o que não é nada desprezível, dando 1:1 de ROE em 28.400KHz. Se não amararrar as pontas em árvores ou postes de madeira, você pode construir uma cruz de bambu ou PVC para suportar a antena, como se faz com uma quadra-cúbica.



Monte Uma Quadra Cúbica de Alto Ganho para VHF



Já publicada em Antena anteriormente, na foto ao lado, vemos uma antena Quadra Cúbica para 144 MHz, de alto ganho. Por ser construída em PVC, ela torna-se bastante resistente às intempéries e é fácil de ser carregada. Neste caso, não usamos cola para fixar os dois quadros, permitindo assim que ela possa ser desmontada e levada no porta-malas do carro. A parte do suporte, onde estão o “T” e a cruzeta estão, sim, colados com cola própria para PVC “soldável”.

Mostramos como construir esta antena, cujos cálculos permitem que seja confeccionada para qualquer frequência na banda de VHF/UHF. Esta antena pode ser operada em qualquer terreno, pois está suportada num tripé. Na verdade, o “tripé” é parte de

um varal de roupas, que custa em torno de 25 reais em lojas de produtos populares.

Nota do autor: esta antena foi divulgada na revista Eletrônica Popular nos anos 90 pelo radioamador Miécio Ribeiro de Araújo, PY1-XR (SK). Ele era conhecido nos meios radioamadorísticos como “capyau – o radioamador da roça”, pelos excelentes artigos mostrando como a improvisação e o espírito radioamadorístico fazia com que alguém, mesmo isolado no sertão do Rio de Janeiro, podia “sair no ar” e fazer contatos com o mundo todo com equipamentos totalmente artesanais.

Formula para cálculos dos elementos

Irradiante= $306,3/F$ (MHz)

Refletor= $314/F$ (MHz)



O resultado mostra o comprimento físico total de fio para cada quadro da antena. Estes resultados você deve dividir por 4, pois será cada lado do quadro.

Experimente usar esta fórmula e comparar com os programas de computador já mostrados em Antenna. Pode haver diferenças devido a vários fatores, como o diâmetro do fio utilizado, que poderá ser levado em conta pelo idealizador do programa!

Este “macete” é um segredo até desconhecido por muitos radioamadores. O uso de “t”, curvas e cruzetas em PVC, torna fácil não só montar a estrutura de uma antena, mas de fixá-la também em um mastro.

A foto ao lado dá uma ideia de como fizemos nossa Quadra Cúbica de dois elementos para a faixa de VHF. O fio utilizado é de cobre rígido, bitola 10 AWG, que torna o quadro bastante rígido também.

Dicas e Diagramas

Técnicas de bancada, apontamentos de oficina, características e curiosidades sobre componentes antigos, dicas e circuitos sobre recuperações e restaurações de rádios dos velhos tempos

Por Dante Efrom*



Componentes da retrônica: O resistor regulador a ferro-hidrogênio

Um dos principais problemas apresentados antigamente ao bom funcionamento dos receptores super-heteródinos valvulados eram as deficiências no suprimento de energia elétrica. As baixas tensões, por sobrecarga na rede pública, eram comuns. Eis como os engenheiros — através de um projeto inteligente e o emprego de válvulas como a U30, com resistor regulador, mais um autotransformador e válvulas tipo Rimlock da série “U” — conseguiram fazer com que os aparelhos receptores apresentassem desempenho satisfatório, mesmo em tensões tão baixas como 35 VCA.

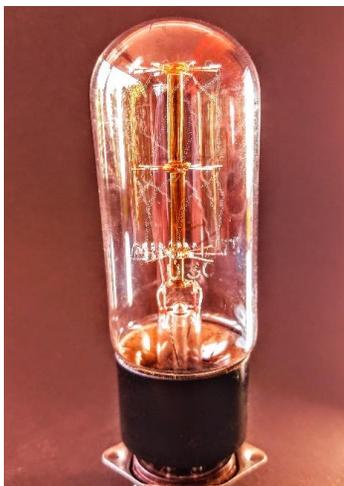


Figura 1. Frequentemente tida como uma “lâmpada”, a válvula Philips tipo U30 (não confundir com a U30 retificadora de alto vácuo), funcionava com um fino filamento de ferro suspenso em ambiente de hidrogênio.

**Dante Efrom, PY3ET. Antennófilo, jornalista, radioamador, redator e autor de textos técnicos sobre eletrônica, radioamadorismo e reparações. Assinante, leitor e colaborador de Antenna/Eletrônica Popular no tempo de G.A. Penna, PY1AFA.*

No passado, para o bom funcionamento do receptor nem sempre um bom projeto e bons componentes eram suficientes. Havia um outro problema, fora das linhas de produção: era a grande variação das tensões nas redes de distribuição de energia elétrica. Nos bairros afastados e em muitos pontos do interior, frequentemente a tensão da rede caía mais de 30% do valor nominal, principalmente nos horários de grande demanda. Com isso, alguns aparelhos deixavam de funcionar ou se tornavam instáveis.

Era comum, em muitas áreas urbanas do Brasil, que a tensão na rede pública de “110V” baixasse para até 70V, em determinados horários, por excesso de carga nas precárias redes de distribuição então existentes. Nas décadas de 1940 a 1950, em consequência, proliferavam os anúncios de reguladores de tensão (autotransformadores, em sua maioria). Os “reguladores de voltagem”, como eram chamados, constituíam um acessório quase obrigatório nas casas de então. Sem “regulador de voltagem” o risco era de ficar sem rádio para ouvir a novela ou o “Repórter Esso”, bem nos horários críticos.



Figura 2. Anúncios antigos de “reguladores de voltagem”. O acessório era de uso comum, em razão da subtensão crônica nas redes elétricas existentes em muitos pontos do Brasil.

Para contornar a necessidade do uso de transformadores externos, os engenheiros-projetistas das fábricas procuraram soluções que permitissem incorporar, nos circuitos valvulados, uma “regulação automática” frente às variações de tensão da rede elétrica. Uma destas soluções foi a adoção de reguladores resistivos de corrente, também chamados, às vezes, de “ballast”, válvulas de lastro, resistores de lastro, “barretters” ou “lâmpadas reguladoras”.

De nossa parte, para evitar confusões, optamos pelas classificações de **válvula reguladora automática de corrente**, **resistor regulador a ferro-hidrogênio** ou **regulador resistivo**, tal como aparecia na documentação da Philips Miniwatt. Isso também evita que os resistores reguladores tipo U30 e outros sejam confundidos com resistores comuns de queda usados nas séries de filamentos.

Os reguladores resistivos como a válvula U30 ainda hoje causam confusão entre os reparadores e restauradores: assemelham-se a lâmpadas incandescentes, mas possuem materiais e funcionamentos diferentes. Basicamente o regulador resistivo consiste de um resistor feito de um filamento bem fino de ferro ou de ferro-níquel, fechado em atmosfera de hidrogênio.

Há também reguladores de tungstênio, em atmosfera de nitrogênio. Nesta configuração, quando aquecido pela corrente elétrica, o resistor apresenta uma curva de regulação (*vide gráfico abaixo, Figura 3*), na qual a corrente permanece relativamente constante — dentro de certos limites de trabalho. Não se trata, assim, de um mero resistor de queda ou limitador de corrente na linha de filamentos, por exemplo.

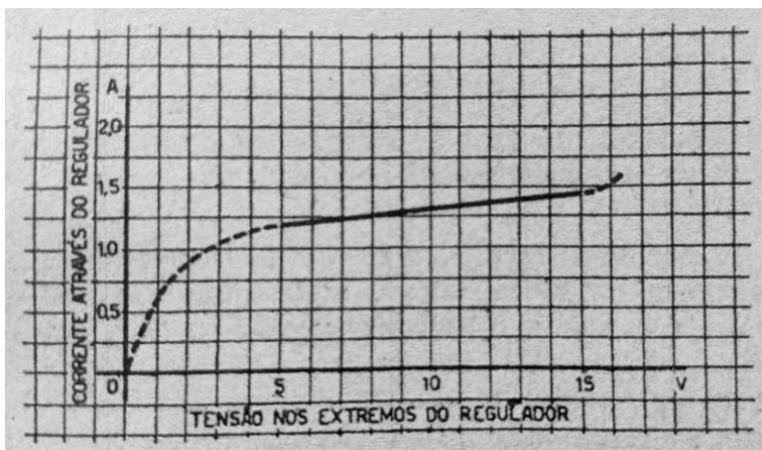


Figura 3. Curva típica de um resistor regulador a ferro-hidrogênio. — GAMBIRASIO, Giorgio. “Reguladores resistivos automáticos de corrente”. In: Revista Antenna, maio de 1950, p. 17-20 e 72.

Reguladores resistivos de corrente, como a válvula **Philips U30** e muitas outras, europeias e americanas, geralmente são inseridos em série no circuito — ao contrário das válvulas gasosas reguladoras de tensão.

Não se recomenda a utilização de vários reguladores resistivos de corrente em série, mas pode-se usá-los, do mesmo tipo, em paralelo, para o manuseio de correntes maiores e para diminuir a inércia térmica do filamento.



Figura 4. Reguladoras da Philips/Ibrape (D) e da Osram (E). A configuração, ferro-hidrogênio proporcionava uma “estabilização automática” da corrente frente às flutuações da tensão nos receptores.

Na **Figura 4**, vê-se a reguladora de corrente tipo **U30** da Philips, usada para estabilizar séries de filamentos de 100 mA, como os Rimlock da série “U”. Faixa de regulação da U30: de 70 a 122,5V. A dissipação térmica máxima é de 13,5W. A aparência é semelhante a uma lâmpada, mas não é somente uma ampola de vidro com um filamento resistivo. O resistor de ferro da válvula reguladora de corrente U30 está conectado aos pinos 3 e 7 da base tipo octal. Quando frio e com a válvula em bom estado, o filamento de ferro apresenta uma resistência ôhmica de $\pm 180\Omega$.

À esquerda, na mesma foto, aparece uma válvula reguladora de ferro-hidrogênio da Osram, para a faixa de tensões de 50V a 150V, 100mA. Dezenas de tipos de válvulas com resistores reguladores de corrente foram fabricados, de muitas marcas e procedências: nem sempre é tarefa fácil encontrar as especificações elétricas de todos e identificar substitutos diretos, mas com paciência e com os mecanismos de busca da internet é possível verificar as características elétricas de cada tipo e encontrar o mais aproximado.

Adaptando-se duas válvulas tipo U30 (*v. circuito Ibrape 7AR, figura 6*) ao circuito, o desempenho foi ainda mais surpreendente: o receptor mantinha-se funcionando alimentado com 35 VCA apenas.

O circuito do receptor Ibrape tipo 7AR é idêntico ao 6AR da figura 5, com exceção da linha de filamentos, separada para operar com duas válvulas reguladoras de corrente U30: uma U30 para as válvulas UY41, UF41 e UCH42, e a outra para as UL41 e UBC41.

Com isso obteve-se uma regulação ainda melhor: o circuito do receptor Ibrape 7AR somente parava de funcionar quando a tensão da rede descia para menos de 35V CA. Foi uma façanha técnica para a época, em um país afligido por suprimentos de energia elétrica deficientes e sobrecarregados.

Eram muitos os modelos de receptores daquele tempo que se tornavam totalmente inoperantes nestas condições de alimentação. Com quedas de tensão de apenas 30% os aparelhos já apresentavam instabilidades no sinal sintonizado (“fuga” de estações), distorções, baixo volume, baixa sensibilidade, quando não uma “mudez” completa.

A Ibrape, Indústria Brasileira de Produtos Eletrônicos e Elétricos, uma divisão da Philips, foi pioneira na fabricação de válvulas de recepção no Brasil, além de outros componentes eletrônicos, em julho de 1953.

Na Holanda e no Brasil, antes mesmo de 1953, o Laboratório de Aplicações Eletrônicas da indústria já atuava como uma importante ferramenta auxiliar para o desenvolvimento da indústria eletrônica.

No Brasil, a Ibrape desenvolveu inúmeros circuitos e projetos, como os dos rádios 6AR e 7AR, que serviram de base para a criação de muitas linhas de produtos da indústria eletrônica nacional.

Não apenas os fabricantes nacionais beneficiaram-se das pesquisas e dos trabalhos técnicos desenvolvidos no laboratório de aplicações da Ibrape, mas também jovens empreendedores e experimentadores. A indústria sempre atendeu a todos, pequenos ou grandes, com atenção e elevado profissionalismo.

A Ibrape depois viria a tornar-se a Philips Components. A fábrica de válvulas e também de capacitores, transistores, diodos, etc., ficava em Vila Maria, SP. Eram da Ibrape, igualmente, marcas como Constanta (potenciômetros) e Telewatt (resistores).

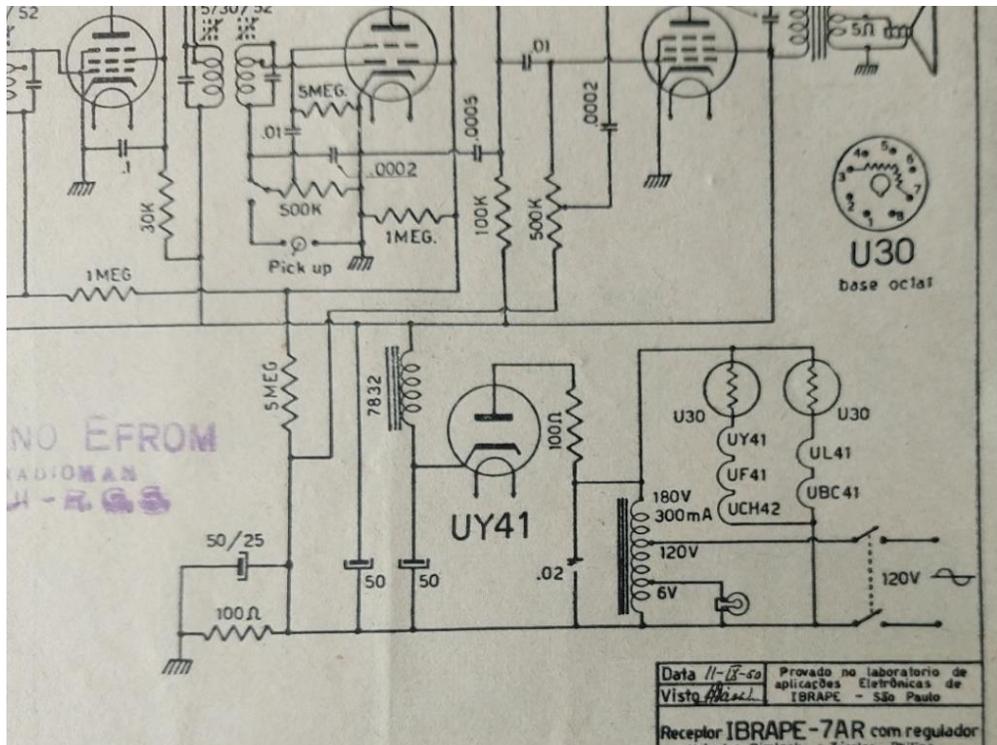


Figura 6. Com duas válvulas U30, mais um autotransformador com derivações em 6V, 120V e 180V, sem outras alterações no circuito além da linha de filamentos, o receptor Ibrape modelo 7AR mantinha-se em operação, mesmo alimentado com apenas 35V CA na entrada, ao invés de 120V. Além das duas U30, muito contribuiu para o surpreendente funcionamento também o desempenho da seção triodo da UCH42, como osciladora estável.

Era o que tínhamos para esta edição, pessoal! No próximo mês comentaremos sobre outro interessante trabalho desenvolvido pelo antigo Laboratório de Aplicações da Ibrape: o do primeiro receptor com válvulas de fabricação nacional, projeto que abriu as portas para que a indústria brasileira de eletrônica crescesse. Milhares de receptores foram fabricados com as válvulas receptoras que passaram a ser produzidas no Brasil. Muitos destes aparelhos continuam em funcionamento até hoje.

E não deixem de acompanhar também nas páginas desta edição, o artigo do nosso colega Marcelo Cipulo Almeida sobre um clássico dos clássicos: o receptor Westinghouse Aeriola! Até a próxima! - - ... - -

Projeto de Pré-Amplificadores RIAA

Parte XXIV

Álvaro Neiva*

Circuitos Inversores Usando Realimentação Negativa:

O Pré PP7 v2

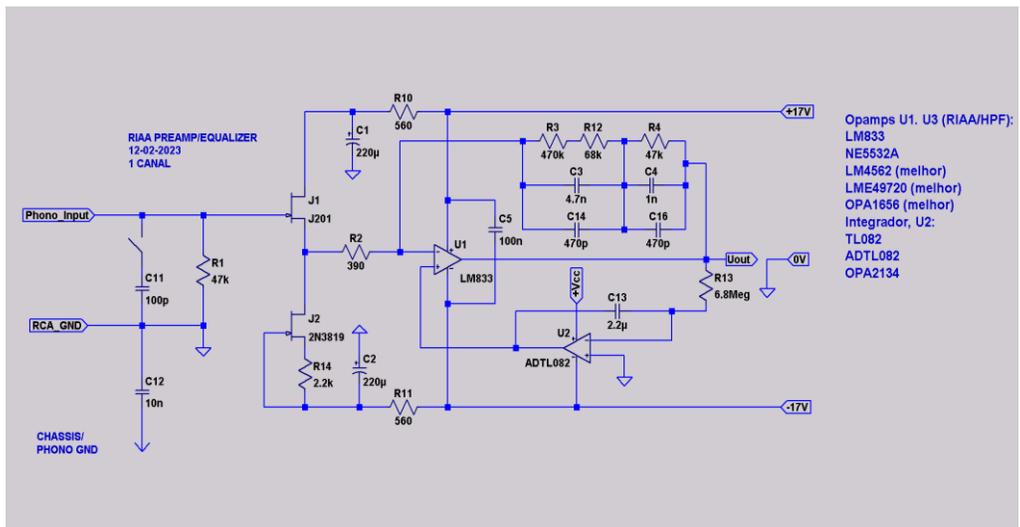


Fig. 1

Prosseguindo na série de pré-amplificadores para cápsulas fonocaptoras magnéticas, vamos apresentar uma modificação da configuração inversora, usada no pré PP7, para enfrentar melhor a questão do offset.

A solução que estamos apresentando usa um integrador (montado em torno de U2), para zerar o offset de saída, sem necessidade de ajustes e com maior estabilidade em relação às variações de temperatura. O resultado obtido foi uma tensão de offset menor ou igual a $\pm 1\text{mV}$.

Também foram otimizados os valores das redes RC que determinam a resposta em frequência, em função dos resultados medidos usando os valores calculados.

*Engenheiro Eletricista

O circuito acima tem várias vantagens interessantes:

1. Sua resposta em frequência não é praticamente afetada pelo resistor R2, que define o ganho a 1kHz, nem por sua tolerância, apenas o ganho a 1kHz.
2. Deixa de haver necessidade de o amplificador operacional escolhido ter baixíssima corrente de ruído e podemos usar, com vantagem, tipos que têm menor tensão de ruído, mas corrente de ruído maior que os LM833A ou NE5532A, como os LM4562 ou LME49720, por exemplo.
3. Não há necessidade de ajuste de offset na entrada, facilitando a vida do montador. Para isso usamos o integrador, formado por U2, metade de um TL082A, mais R13 e C13.
4. Não há necessidade de capacitores de bloqueio para CC, como seria se fosse usado um opamp com transistores bipolares na entrada e sua consequente corrente de base para polarização.
5. Pode ser usada a saída antes do filtro passa-altas (invertida) por quem assim desejar.

FILTRO PASSA ALTAS

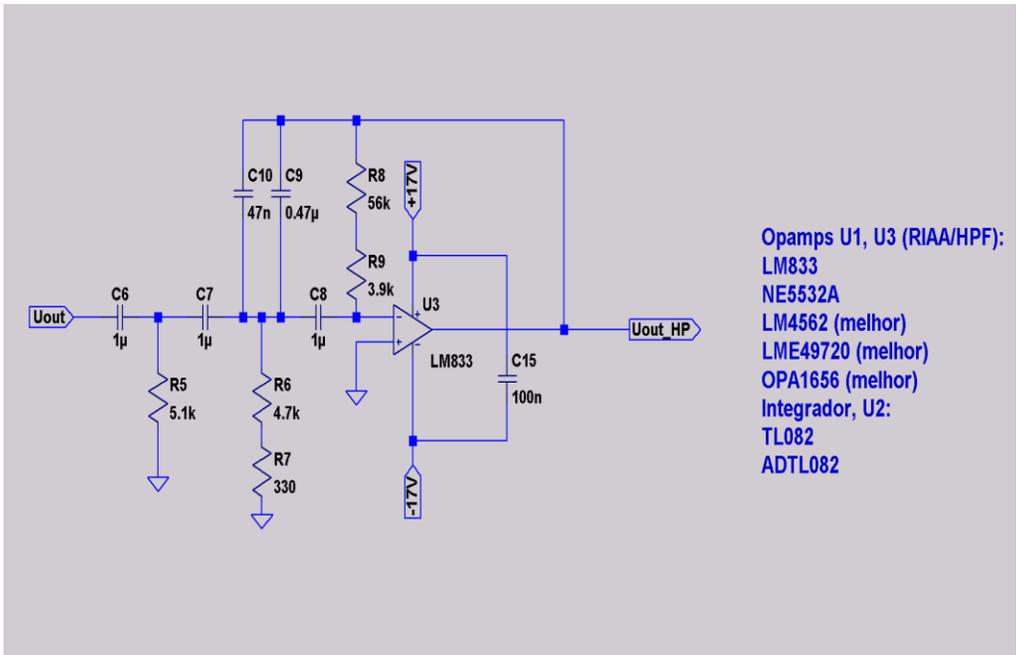


Fig. 2

**Resultados simulados dos dois estágios.
Em vermelho a saída pós HPF, em azul a saída do equalizador.**

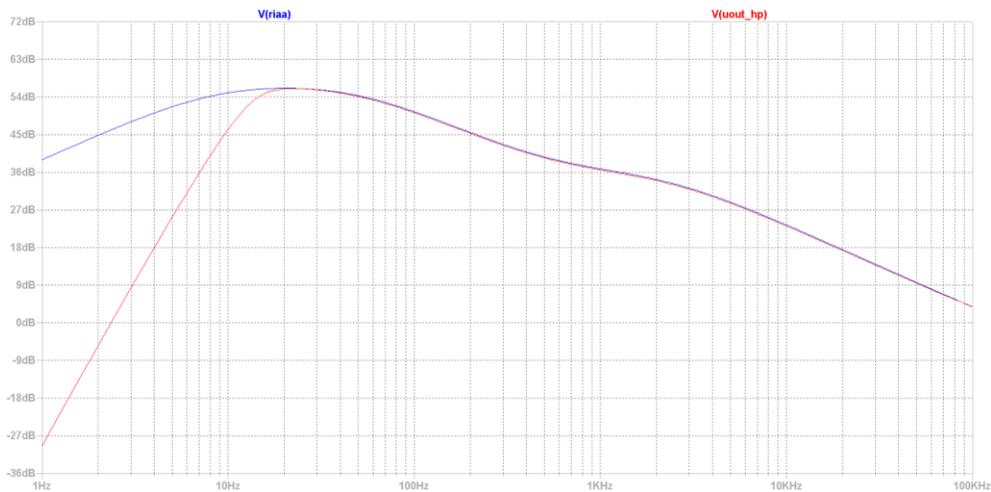


Fig. 3

**Resultados medidos com o software CrossLite+:
Resposta em Frequência (apenas o equalizador RIAA)**

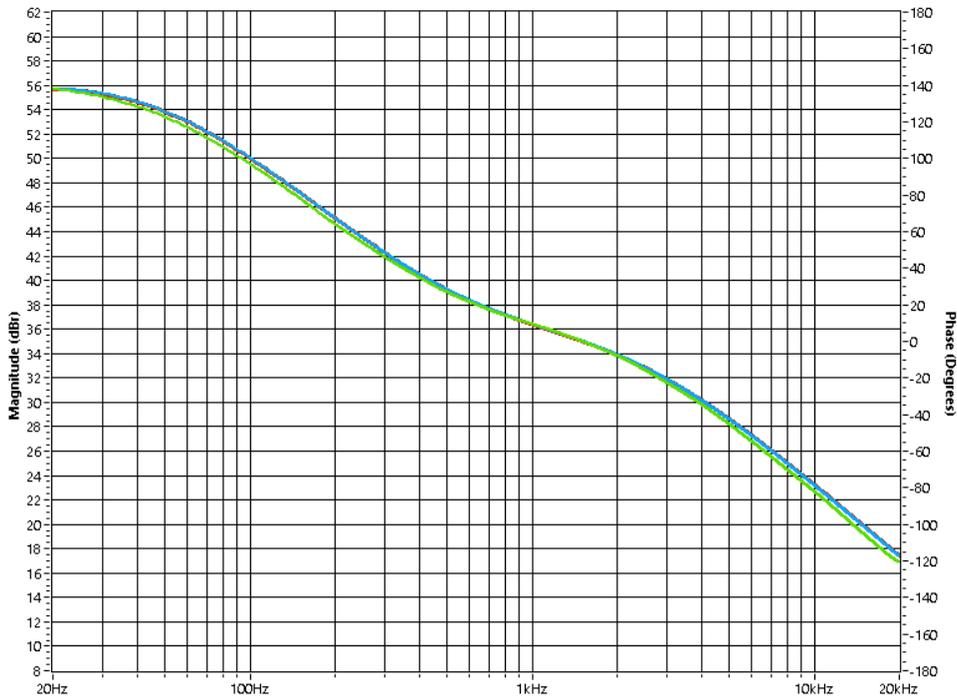


Fig. 4

Em verde, a curva de referência RIAA (sem correção IEC).

Em azul e vermelho, a resposta dos canais (tem uma diferença menor que 0,1dB), dentro de 0,5dB da curva padrão.

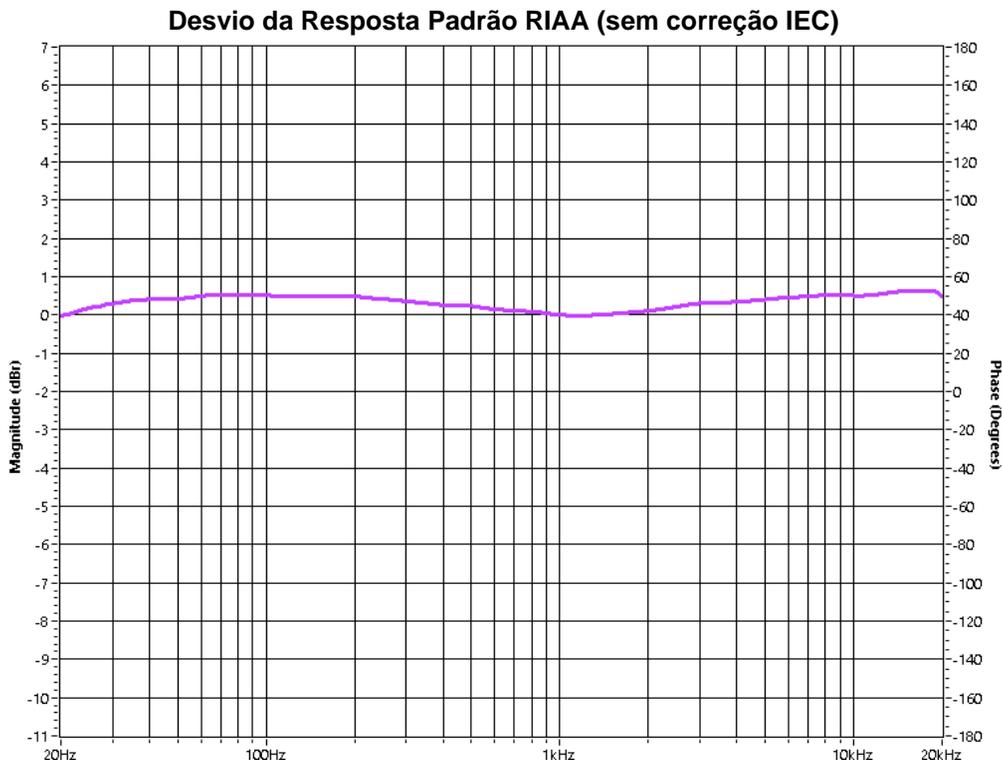


Fig. 5

Foram usados capacitores com 10% de tolerância e resistores com 1% no protótipo medido. Quem quiser pode usar para C16 um capacitor de 510pF (ou 470pF+47pF) e levar para menos de 0,1dB o erro nas altas frequências. O capacitor C11 deve ser ajustado para cada cápsula usada, entre 0 e 250pF aproximadamente, nos testes não estou usando.

O ganho a 1kHz ficou em 36,5dB ou cerca de 66 vezes.

O protótipo (uma verdadeira aranha) foi montado com a fonte e um transformador de força convencional, na mesma caixa, sem blindagem magnética ou eletrostática, isso, e o ganho elevado em baixas frequências ditado pela equalização necessária, leva ao aparecimento de componentes de 60Hz e harmônicos no piso de ruído do circuito, mostrado nos gráficos.

Mesmo assim, feito o aterramento do toca-discos ao chassis metálico, junto aos conectores de entrada, que ficam flutuantes, sem conexão direta ao chassis, mas ligados para RF ao ponto de aterramento através de capacitores cerâmicos de 10nF por 500V, não se ouviu, mesmo à noite, nenhum sinal de “hum” (60Hz) ou harmônicos, nem vestígios de interferência de RF.

O mesmo ponto de aterramento foi usado para a fonte de alimentação, cujo 0V foi ligado ao chassis através de um resistor de 100Ω em paralelo com um capacitor cerâmico de 10nF.

A importância desse arranjo ficou clara, quando o parafuso de aterramento usado afrouxou e surgiram tanto “hum” (60Hz da rede elétrica e 120Hz, da retificação em onda completa) quanto “buzz” (harmônicos dessas frequências)!

A continuidade elétrica de todas as superfícies da caixa chassis também se mostrou fundamental, necessitando de cuidadoso aperto de todos os parafusos que prendiam os painéis e tampas para evitar resíduos de “hum” e “buzz”..., mas, uma vez todos os parafusos estando apertados, nenhum ruído elétrico perceptível permaneceu.

O offset na saída ficou em 0.000V e -0.001V (-1mV).

No gráfico a seguir, na próxima página, temos a Distorção Harmônica Total a 1kHz com 300mVrms (valor de saída típico para cápsulas com saída de 5mVrms @ 1kHz), mostrada na figura 6.

Ainda não vamos fixar o valor da relação sinal a ruído porque ela está muito ligada à forma de montar o circuito, à arrumação da montagem interna da placa de circuito, ao transformador usado e sua posição na caixa chassis em relação à placa do pré-amplificador.

Por isso vamos deixar essa especificação para quando tivermos o transformador definitivo.

Espero que já seja possível fazer isso na próxima edição.

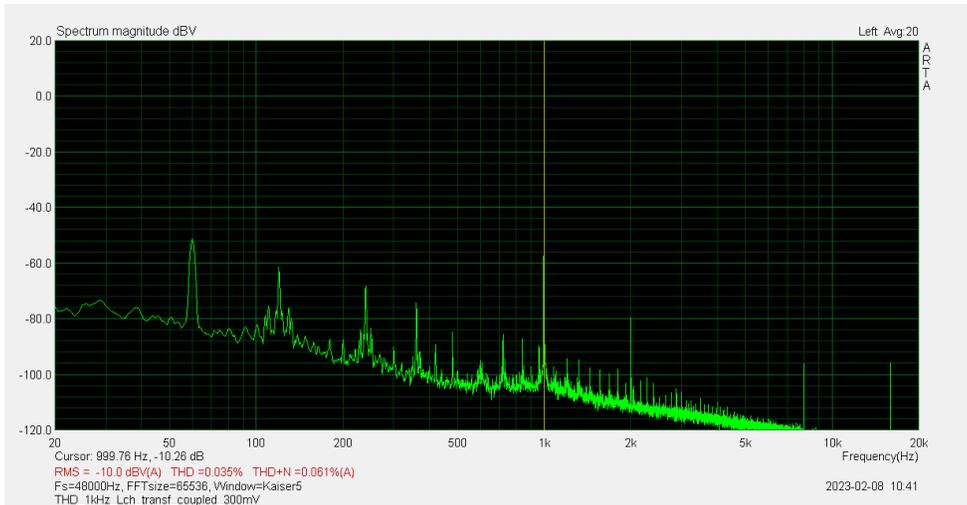


Fig. 6

Observem a predominância do segundo harmônico, típica de amplificadores com FETs. A DHT total ficou baixa, cerca de 0,035% @ 300mV, a 1kHz, aumentando com a amplitude do sinal de forma quase linear.

Foi usado um filtro passa altas em 400Hz e ponderação A no software para a medição de distorção harmônica.

Para melhorar a relação sinal-ruído do sistema de medição, usei um transformador para acoplar a saída do pré à entrada balanceada da interface de áudio usada.

Distorção Harmônica a 1kHz com 500mVrms na saída (fig. 7)

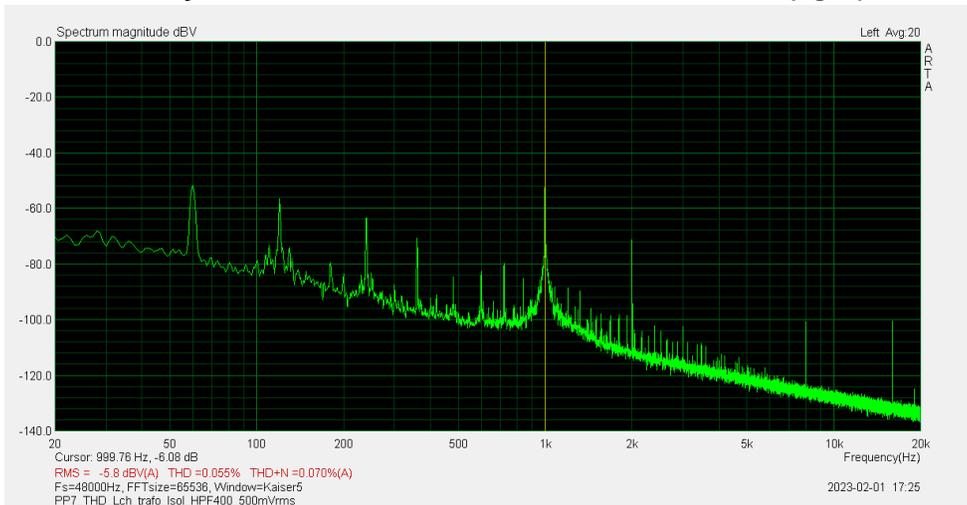


Fig. 7

O circuito mostrado deve ser usado com mais uma etapa de amplificação para chegar aos níveis de linha (775mV ou 1Vrms, 0dBu ou 0dBV). Ele vai ser usado na entrada Fono do pré-amplificador CN100, usando a mesma fonte de alimentação.

Abaixo, os níveis máximos de saída antes do ceifamento, DHT $\geq 1\%$, observados com o osciloscópio. Em amarelo, o nível máximo de entrada, em azul a saída.

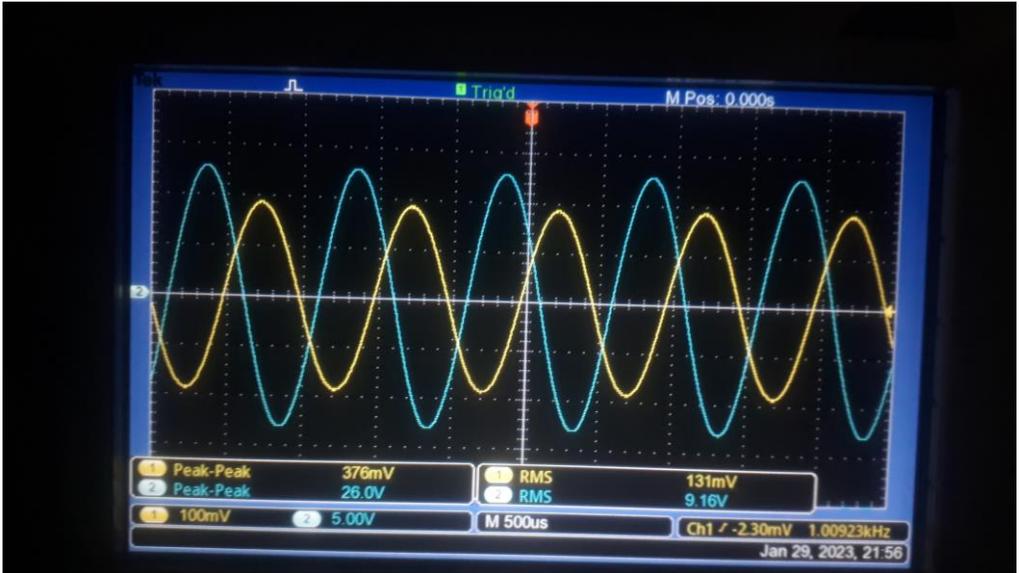


Fig. 8 - 1kHz



Fig. 9 - 20Hz



Fig. 10 - 20kHz

Lista de material (1 canal) PP7, Equalizador RIAA

-Capacitores

- C1 capacitor eletrolítico, 220 μ F, 25V
- C2 capacitor eletrolítico, 220 μ F, 25V
- C3 capacitor polipropileno ou poliéster metalizado, 4.7nF, 63V, 5% (J);
- C4 capacitor polipropileno ou poliéster metalizado, 1nF, 63V, 5% (J);
- C5 capacitor polipropileno ou poliéster metalizado, 100nF, 63V, 10% (K);
- C11 capacitor mica prateada, 100pF, 100V, 5% (J)*;
- C12 capacitor cerâmico, 10nF. 500V, 10% (K);
- C13 capacitor polipropileno ou poliéster metalizado, 2.2 μ F, 63V, 5% (J);
- C14 capacitor mica prateada, 470pF, 100V, 5% (J);
- C16 capacitor mica prateada, 470pF, 100V, 5% (J);

*Ajustado em função da cápsula, ver texto.

FETs

- J1 J201, JFET de baixo ruído;
- J2 2N3819, JFET;

Resistores

- R1 resistor, 47k Ω , 1%, filme metálico, 1/8W;
- R2 resistor, 390 Ω , 1%, filme metálico, 1/8W;
- R3 resistor, 470k Ω , 1%, filme metálico, 1/8W;
- R4 resistor, 47k Ω , 1%, filme metálico, 1/8W;
- R10 resistor, 560 Ω , 1%, filme metálico, 1/4W;
- R11 resistor, 560 Ω , 1%, filme metálico, 1/4W;
- R12 resistor, 68k Ω , 1%, filme metálico, 1/8W;
- R13 resistor, 6.8M Ω , 1%, filme metálico, 1/8W;
- R14 resistor, 2.2k Ω , 1%, filme metálico, 1/8W;

Amplificadores Operacionais

- U1, 1/2 amplificador operacional duplo para áudio, de alto desempenho e baixo ruído: LME49720, LM4562, LM4580, NE5532A, LM833 (DIP8), ou OPA1656 (SOIC 8);
- U2 1/2 amplificador operacional duplo para áudio, com entrada a FET e baixo ruído: TL082 ou ADTL082.

Lista de material (1 canal) PP7, Filtro Passa Altas

Capacitores

- C6 capacitor polipropileno ou poliéster metalizado, 1 μ F, 63V, 5% (J);
- C7 capacitor polipropileno ou poliéster metalizado, 1 μ F, 63V, 5% (J);
- C8 capacitor polipropileno ou poliéster metalizado, 1 μ F, 63V, 5% (J);
- C9 capacitor polipropileno ou poliéster metalizado, 470nF, 63V, 5% (J);
- C10 capacitor polipropileno ou poliéster metalizado, 47nF, 63V, 5% (J);
- C15 capacitor polipropileno ou poliéster metalizado, 100nF, 63V, 10% (K);

Resistores

- R5 resistor, 5.1k Ω , 1%, filme metálico, 1/8W;
- R6 resistor, 4.7k Ω , 1%, filme metálico, 1/8W;
- R7 resistor, 330 Ω , 1%, filme metálico, 1/8W;
- R8 resistor, 56k Ω , 1%, filme metálico, 1/8W;
- R9 resistor, 3.9k Ω , 1%, filme metálico, 1/8W;

Amplificadores Operacionais

U3, 1/2 amplificador operacional duplo para áudio, de alto desempenho e baixo ruído: LME49720, LM4562, LM4580, NE5532A, LM833 (DIP8), ou OPA1656 (SOIC 8).

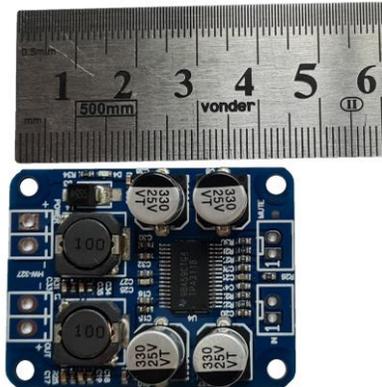
Até o próximo artigo!

Referências:

1. Bohn, Dennis, editor. **AUDIO HANDBOOK** 1ª 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; 1ª edição, Livros Técnicos e Científicos Editora S. A.; 1974.
5. Maloberti, Franco; Davies, Anthony C.; **A Short History of Circuits and Systems**. River Publishers, 2016.© IEEE 2016.
6. 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.
7. Daryanani, Gobind, **Principles of Active Network Synthesis and Design**, Bell Laboratories, John Wiley & Sons, 1976.
8. Tedeschi, Frank P.; **The Active Filter Handbook**, Tab Books, 1979.
9. Texas Instruments, **AN-346, High-Performance Audio Applications of The LM833**, agosto de 1985, revisado em maio de 2013.
10. Vogel, Burkhard; **The Sound of Silence**, 2008, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg.
11. Motchenbacher, C. D., Connelly, J. A., **Low-Noise Electronic System Design**; John Wiley & Sons, 1993.
12. Alley, Charles L., Atwood, Kenneth W.; **Electronic Engineering**, 3rd ed., 1973, John Wiley & Sons, Inc.
13. Spangenberg, Karl L., **Vacuum Tubes**; 1948, McGraw-Hill.
14. Blencowe, Merlin, **Noise in Triodes with Particular Reference to Phono Preamplifiers**; AMS Neve Ltd Engineering Report, Journal of The Audio Engineering Society, Vol. 61, N° 11, novembro de 2013.
15. Jones, Morgan; **Valve Amplifiers**, 3rd ed., 2003, Elsevier Ltd.
16. Jones, Morgan; **Building Valve Amplifiers**, 2nd ed., 2014, Elsevier Ltd.
17. Self, Douglas; **Small Signal Audio Design**, 1st ed., 2010, Focal Press.
18. Huelsman, Lawrence P.; **Active and Passive Analog Filter Design: An Introduction**, 1st ed., 1993, McGraw-Hill International Editions.
19. Lipshitz, Stanley P.; **On RIAA Equalization Networks**, JAES, Vol 27, Issue 6, pp 458-481, 1979.
20. Jung, Walter G.; **Topology Considerations for RIAA Phono Preamplifiers**, AES paper 1719 D-1, 67th Convention, New York, 1980.

Análise do Amplificador Em Classe D TPA3118

Marcelo Yared*



O assunto classe D nas listas de discussão sobre amplificadores de áudio tem sido um dos “hot topics” faz algum tempo.

Na última década houve um crescimento significativo na oferta de produtos dessa categoria. Muitos produtos novos e várias possibilidades para a turma do DIY surgiram. Em Antena já avaliamos um deles, um pouco mais antigo, baseado no integrado IRS2092, da Intersil.

Temos também a família TPA da Texas Instruments, com alguns componentes bastante interessantes, e extremamente compactos. É o caso do TPA3118 desta análise, que, como o leitor pode observar na foto acima, permite montagens pequenas para entregar potência relativamente alta à carga. Um minúsculo “chip” SMD, montado em uma placa de uns 5cm por 3cm que, segundo a Texas, pode produzir 2X30W contínuos em 8Ω de carga e 2X50W em 4Ω.

O relativamente alto no parágrafo acima se refere ao fato de que, durante muito tempo, 50 watts por canal em um amplificador residencial era considerada uma potência de media para alta. Hoje, ela pode ser fornecida por um circuito que cabe em um montagem um pouco maior que um selo postal grande... um avanço notável.

O TPA3118 é um componente encapsulado em padrão SMD, invólucro HTSSOP de 32 pinos com o “tab” do dissipador para baixo, e incorpora dois amplificadores em classe D, em ponte, com proteção térmica, de sobrevoltagem, de subvoltagem, detecção de CC, curto circuito, bem como entrada diferencial e programações variadas de potência, além de circuito de silenciamento incorporado.

***Engenheiro Eletricista**

A família é composta de três componentes, e entrega até 50W de potência por canal em 4Ω, de acordo com o datasheet da Texas.

TPA3116D2 15-W, 30-W, 50-W Filter-Free Class-D Stereo Amplifier Family With AM Avoidance

1 Features

- Supports Multiple Output Configurations
 - 2 × 50 W Into a 4-Ω BTL Load at 21 V (TPA3116D2)
 - 2 × 30 W Into a 8-Ω BTL Load at 24 V (TPA3118D2)
 - 2 × 15 W Into a 8-Ω BTL Load at 15 V (TPA3130D2)
- Wide Voltage Range: 4.5 V to 26 V
- Efficient Class-D Operation
 - >90% Power Efficiency Combined With Low Idle Loss Greatly Reduces Heat Sink Size
 - Advanced Modulation Schemes
- Multiple Switching Frequencies
 - AM Avoidance
 - Master and Slave Synchronization
 - Up to 1.2-MHz Switching Frequency
- Feedback Power-Stage Architecture With High PSRR Reduces PSU Requirements
- Programmable Power Limit
- Differential and Single-Ended Inputs
- Stereo and Mono Mode With Single-Filter Mono Configuration
- Single Power Supply Reduces Component Count
- Integrated Self-Protection Circuits Including Overvoltage, Undervoltage, Overtemperature, DC-Detect, and Short Circuit With Error Reporting
- Thermally Enhanced Packages
 - DAD (32-Pin HTSSOP Pad Up)
 - DAP (32-Pin HTSSOP Pad Down)
- -40°C to 85°C Ambient Temperature Range

2 Applications

- Mini-Micro Component, Speaker Bar, Docks
- After-Market Automotive
- CRT TV
- Consumer Audio Applications

3 Description

The TPA31xxD2 series are stereo efficient, digital amplifier power stage for driving speakers up to 100 W / 2 Ω in mono. The high efficiency of the TPA3130D2 allows it to do 2 × 15 W without external heat sink on a single layer PCB. The TPA3118D2 can even run 2 × 30 W / 8 Ω without heat sink on a dual layer PCB. If even higher power is needed the TPA3116D2 does 2 × 50 W / 4 Ω with a small heat-sink attached to its top side PowerPAD. All three devices share the same footprint enabling a single PCB to be used across different power levels.

The TPA31xxD2 advanced oscillator/PLL circuit employs a multiple switching frequency option to avoid AM interferences; this is achieved together with an option of either master or slave option, making it possible to synchronize multiple devices.

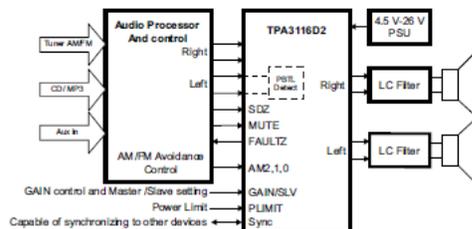
The TPA31xxD2 devices are fully protected against faults with short-circuit protection and thermal protection as well as overvoltage, undervoltage, and DC protection. Faults are reported back to the processor to prevent devices from being damaged during overload conditions.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
TPA3116D2	DAD (32)	11.00 mm × 6.20 mm
TPA3118D2 TPA3130D2	DAP (32)	11.00 mm × 6.20 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the datasheet.

Simplified Application Circuit



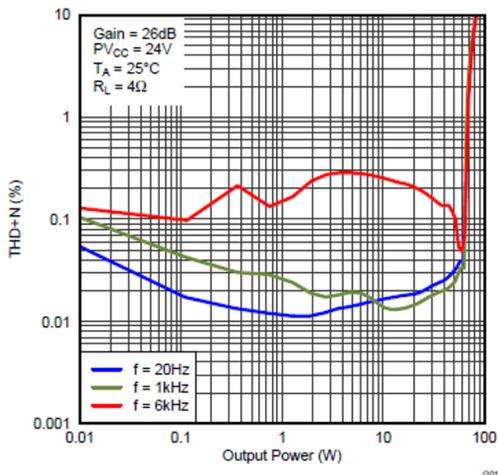
Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

O circuito mostrado na foto da primeira página pode ser adquirido no Mercado Livre por aproximadamente 70 Reais o par, mais frete. Conვენhamos, caso ele entregue o que promete, é uma excelente relação custo-benefício.

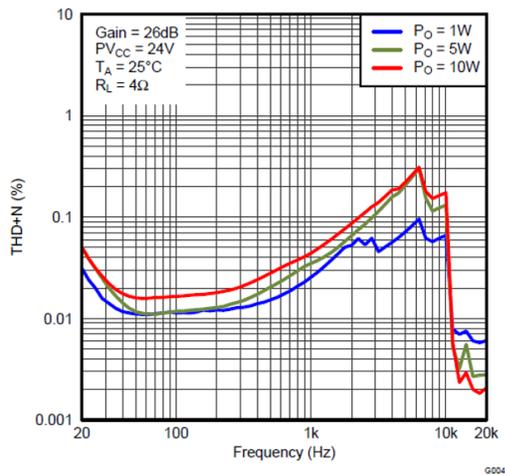
Vejamos, então, segundo o datasheet, o que ele promete:

$T_A = 25^\circ\text{C}$, $AV_{CC} = PV_{CC} = 12\text{ V to }24\text{ V}$, $R_L = 4\ \Omega$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
KSVR	Power supply ripple rejection	200 mV _{pp} ripple at 1 kHz, Gain = 20 dB, Inputs AC-coupled to GND		-70		dB
P _O	Continuous output power	THD+N = 10%, f = 1 kHz, PV _{CC} = 14.4 V		25		W
		THD+N = 10%, f = 1 kHz, PV _{CC} = 21 V		50		
THD+N	Total harmonic distortion + noise	V _{CC} = 21 V, f = 1 kHz, P _O = 25 W (half-power)		0.1%		
V _n	Output integrated noise	20 Hz to 22 kHz, A-weighted filter, Gain = 20 dB		65		μV
				-80		
	Crosstalk	V _O = 1 V _{rms} , Gain = 20 dB, f = 1 kHz		-100		dB
SNR	Signal-to-noise ratio	Maximum output at THD+N < 1%, f = 1 kHz, Gain = 20 dB, A-weighted		102		dB



Total Harmonic Distortion + Noise (BTL) vs Output Power



Total Harmonic Distortion + Noise (BTL) vs Frequency

Para os testes em bancada utilizamos uma fonte estabilizada de 24VCC com capacidade de até 5A de corrente.

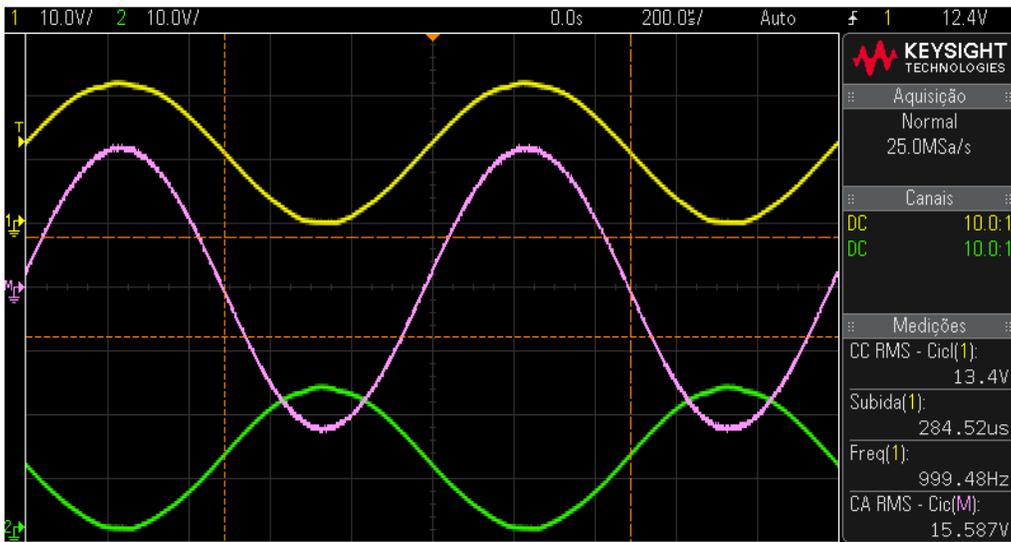
Como ocorre com os circuitos testados, não providenciamos blindagem ou gabinete para a placa, apenas a colocamos na bancada, com a fiação curta, da fonte, à carga e aos equipamentos de medição.

No caso de amplificadores em classe D, utilizamos também um filtro passa-baixas entre as saídas do amplificador e as entradas balanceadas do analisador. Sem o filtro adicional, as componentes de alta frequência do circuito de comutação do amplificador, neste caso em torno de 400kHz, poderiam atrapalhar as medições.

O filtro que utilizamos é o sugerido pela própria Texas para essa finalidade nesta página da Internet: <https://www.ti.com/lit/an/sloa107/sloa107.pdf>.

Medições em bancada (VCC=24V, modo BTL)

Potência de saída antes do ceifamento a 1kHz/8Ω - 30,4W

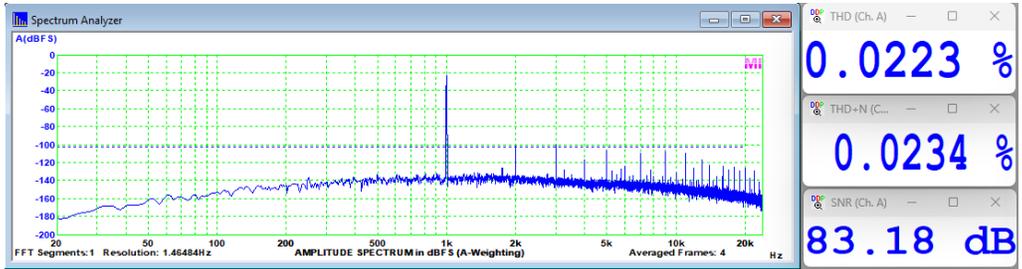


Potência de saída antes do ceifamento a 1kHz/4Ω - 54,5W

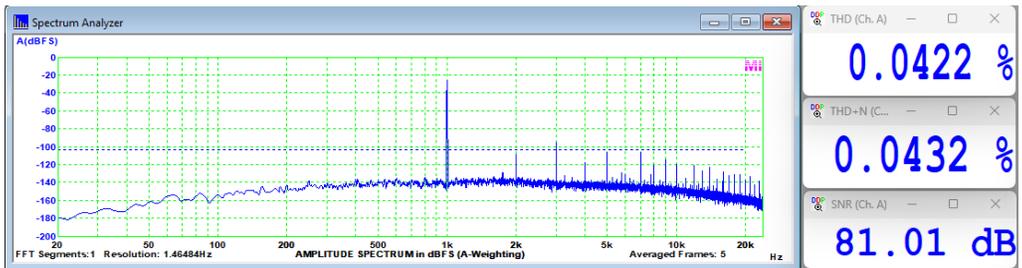


Valores bons. Um detalhe importante é que a placa do amplificador deve ser colocada ou em pé ou com uma boa distância da base onde estiver colocada e até com o lado dos componentes para baixo, pois a dissipação de calor ocorre pelo cobre do lado de baixo da placa, para evitar-se o acionamento da proteção térmica, em alta potência.

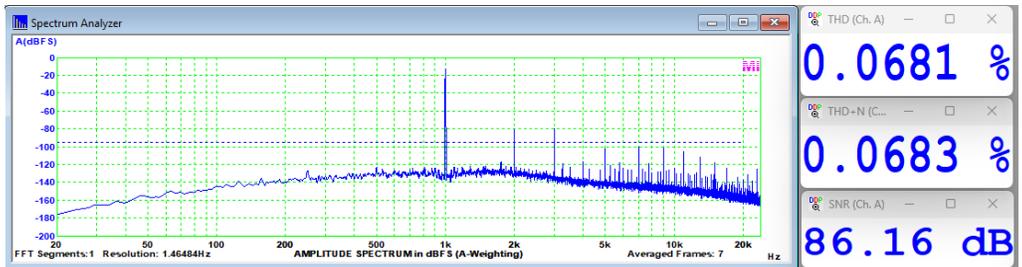
Distorção harmônica total a 1W/1kHz/8Ω



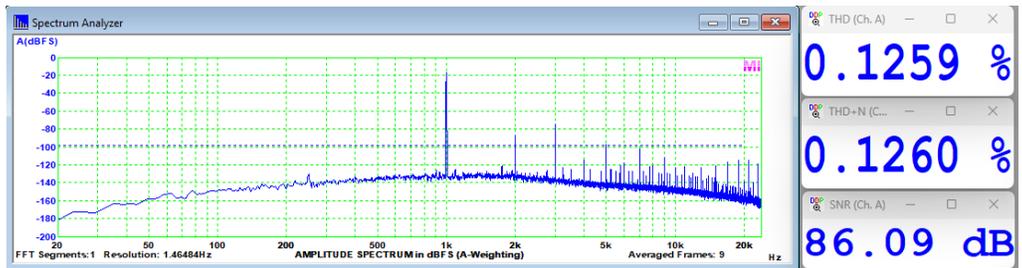
Distorção harmônica total a 1W/1kHz/4Ω



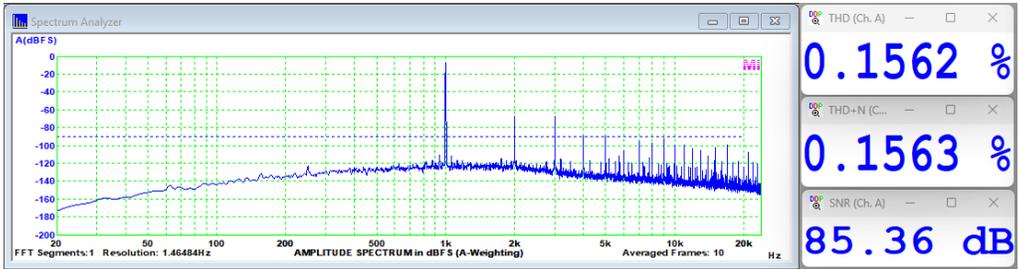
Distorção harmônica total a 10W/1kHz/8Ω



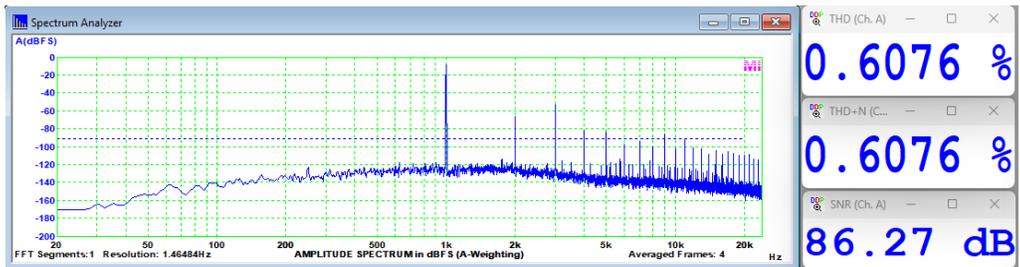
Distorção harmônica total a 10W/1kHz/4Ω



Distorção harmônica total a 30W/1kHz/8Ω



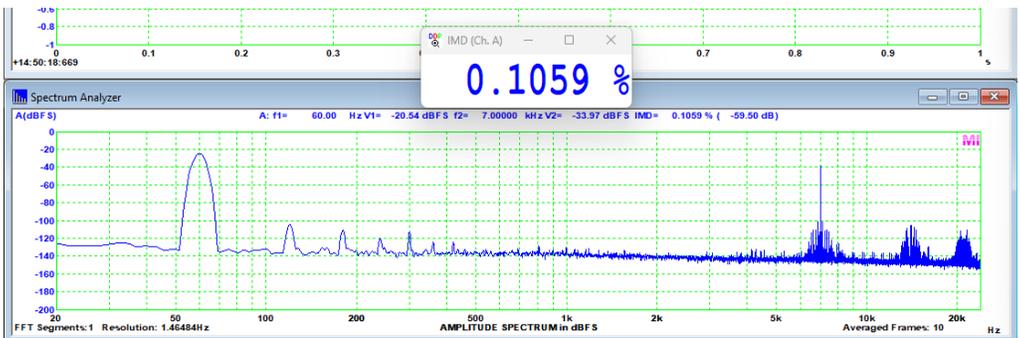
Distorção harmônica total a 54W/1kHz/4Ω



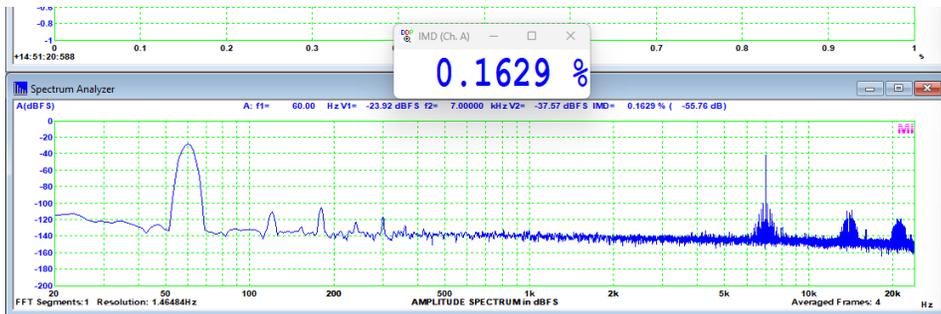
Comparando-se as medições com os gráficos acima, podemos ver que a distorção harmônica é maior que a divulgada, entretanto, existem variáveis que podem influenciar bastante a performance desse tipo de amplificador, e o filtro de saída é uma delas.

Em 8Ω pode ser considerada boa; em 4Ω, degrada bastante, mas é razoável. Como a proposta do fabricante da placa é miniaturizar, houve, emho, um compromisso entre a capacidade dos componentes dos filtros e as características objetivas desejadas.

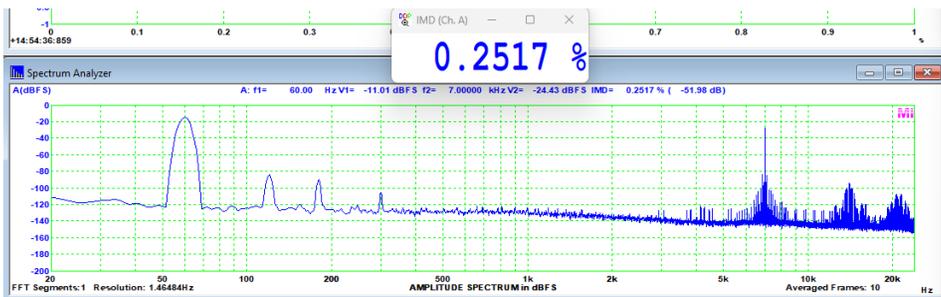
Distorção por intermodulação SMPTE a 1W/8Ω



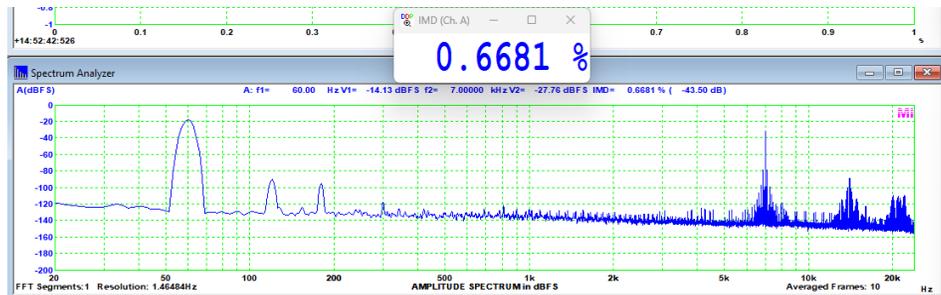
Distorção por intermodulação SMPTE a 1W/4Ω



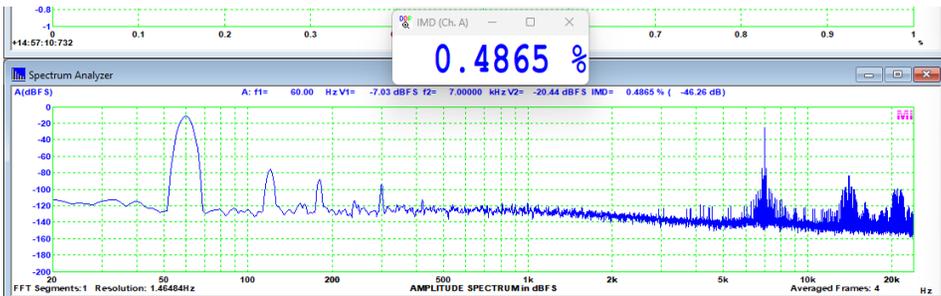
Distorção por intermodulação SMPTE a 10W/8Ω



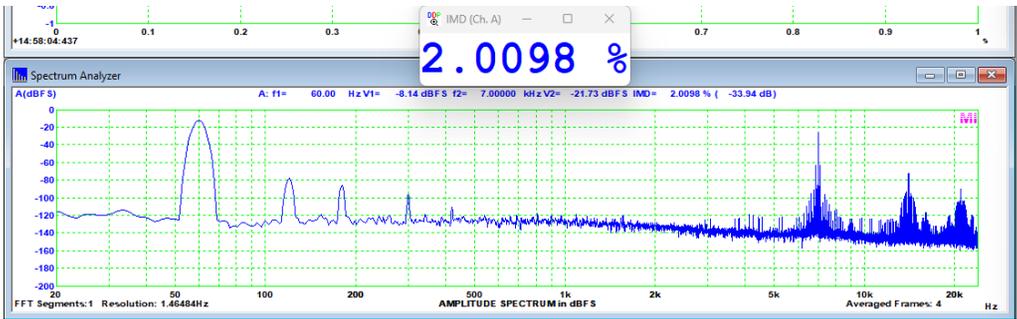
Distorção por intermodulação SMPTE a 10W/4Ω



Distorção por intermodulação SMPTE a 30W/8Ω



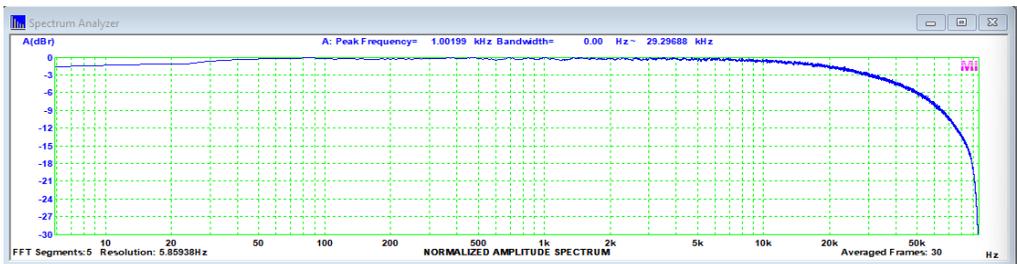
Distorção por intermodulação SMPTE a 50W/4Ω



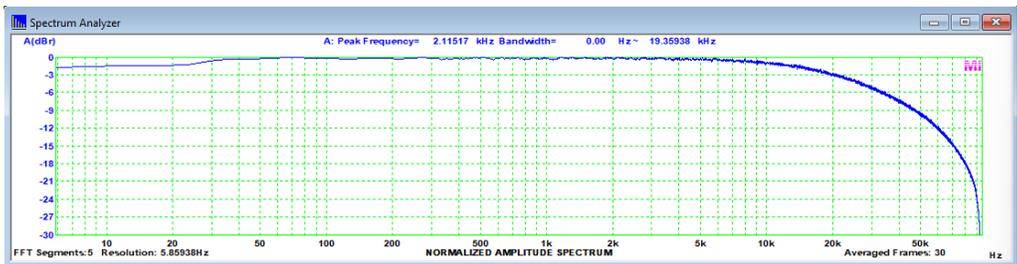
Em níveis mais baixos os valores são bons, bem melhores em 8Ω e, em 4Ω e potências mais elevadas, degradam-se significativamente.

E, apesar de não especificada com o filtro de saída, a resposta em frequência na bancada mostrou-se bastante plana por toda a faixa audível, sendo mais extensa em 8Ω (f_{3H} de ≈ 30 kHz), o que é esperado pela interação da carga com o filtro de saída.

Resposta em frequência a 1W/8Ω



Resposta em frequência a 1W/4Ω



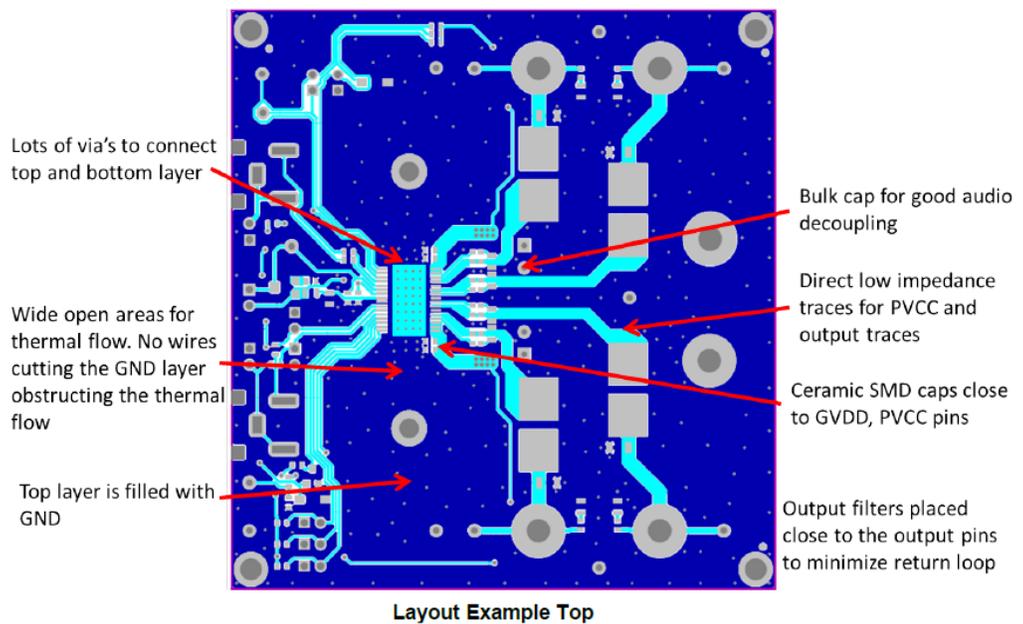
A análise nos mostra que, para cargas de 8Ω, considerando-se que cada módulo não custa mais que uns 40 Reais, é uma opção muito boa para quem não quer gastar muito e ter uns bons 60 a 100 watts disponíveis.

Para este circuito creio que uma fonte chaveada estabilizada, de baixo custo seria interessante. Existem modelos bem pequenos no mercado e, com dois módulos desse tipo ter-se-ia, num chassis diminuto, um amplificador bem razoável de 100W contínuos. Outra opção, para 8Ω de carga, seria uma fonte linear com um LM317 por canal.

Cuidados devem ser observados quanto à tensão máxima de trabalho do amplificador e, também, que o terminal negativo da saída de alto-falantes não pode ser aterrado.

Também, a utilização de um pequeno ventilador pode ajudar na dissipação do calor. Apesar de medirmos uma eficiência aproximada de 94% no circuito em plena carga, isso representa uns 6 watts de dissipação de calor para os dois canais, o que já justificaria, a bem da vida útil dos componentes, a sua utilização.

Desconfio que montagens não miniaturizadas, com indutores de bom tamanho e boa linearidade, além de um cuidadoso trabalho nas trilhas de aterramento, podem fazer o TPA3118 render bem mais, alcançando os bons valores do datasheet, conforme a sugestão abaixo, do próprio, para a versão estereofônica.



De qualquer forma, é impressionante a evolução tecnológica alcançada pelos circuitos em classe D, atualmente. A primeira versão constante do datasheet é de 2012. Obter-se esse nível de potência e linearidade em um integrado SMD desse tamanho mostra a qualidade da engenharia da Texas e que há muito espaço para melhorias nessa classe de amplificação.

Aeriola Jr. e Aeriola Sr.: Os dois rádios mais importantes do mundo

Por Marcelo Cipulo Almeida*

Foi em 2 de novembro de 1920 que a pioneira estação KDKA de Pittsburgh, Pensilvânia, instalada no topo do prédio da Westinghouse, transmitiu o resultado das eleições para presidente dos Estados Unidos daquele ano, que deram vitória a Warren G. Harding. Apesar de se dizer que foi a primeira transmissão de rádio do mundo, hoje se sabe que houve anteriores, mas isso é assunto para outra matéria.

Com isso, o rádio começava a deixar de ser um *hobby* especializado e a recém formada *Radio Corporation of America - RCA* encomendou à Westinghouse um receptor simplificado, cujo nome comercial foi *Radiola RC*, lançado logo no início de 1921. Era um aparelho regenerativo, que utilizava uma válvula detectora gasosa (UV200) e outras duas a vácuo (UV201) para a sua amplificação em dois estágios. Ambas as válvulas ainda não tinham filamento toriado e eram de 1A cada, resultando em um consumo alto da bateria A (filamentos). Apesar de simplificado, o aparelho ainda contava com uma construção modular (módulo de sintonia de antena, módulo de sintonia de estações/regeneração e amplificação). Ainda era um pouco caro e complexo para o consumidor em geral.

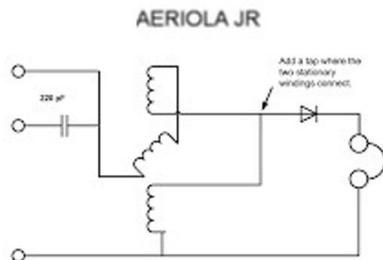
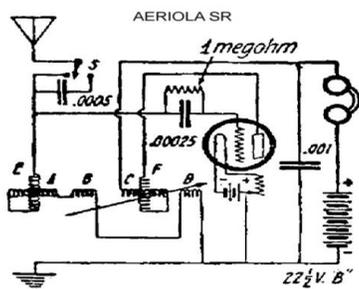


Foto 1: os receptores Aeriola Senior. (esquerda) e Aeriola Júnior (direita).

David Sarnoff, Presidente da RCA, idealizou então um receptor mais simples, com menor consumo de energia, que custasse até US\$ 65.00 e que tivesse a aparência de "uma caixa de música". Sarnoff queria conquistar quem não era íntimo da tecnologia radiofônica, criando um produto que poderia ser operado por qualquer leigo.

***Advogado. Restaurador e colecionador de receptores históricos.**

A Westinghouse apresentou duas soluções: um rádio de cristal que utilizava um detector tipo Perikon, com dois cristais, um de bornita e outro de zincita, o que melhorava muito a qualidade do som. A outra solução da Westinghouse foi um rádio regenerativo de apenas uma válvula, no caso, uma WD-11, de 0,25A. Ambos os aparelhos tinham concepção simples e operação fácil, como podemos ver pelos esquemas abaixo:



Para que os aparelhos se parecessem com uma caixa de música, foram montados em um pequeno gabinete com tampa de dobradiças que se fechava como um estojo. Quando lançados no mercado o Aeriola Jr. (cristal) e o Aeriola Sr. (valvulado) custavam, respectivamente, US\$25.00 e US\$65.00. Inadvertidamente, Sarnoff havia lançado ao mundo os dois primeiros aparelhos eletrônicos de consumo de massa. Até então, o único aparelho acessível ao grande público era o fonógrafo. Se seu hobby não fosse o rádio, apenas teria discos e cilindros como fonte de entretenimento doméstico. Sarnoff viu a possibilidade de mudar isso.

O detector Perikon



Foto 2: O detector a cristal mais conhecido é o de galena (sulfeto de chumbo) – mas o detector tipo Perikon foi o escolhido para ser usado nos aparelhos Aeriola e em vários outros receptores comerciais e militares. Foi inventado por G. W. Pickard. O nome Perikon é um acrônimo de PERFect pickard CONTACT. Funciona com dois cristais, de bornita (um sulfeto mineral) e de zincita (óxido de zinco). Quando o cristal de bornita toca superficialmente o cristal de zincita, forma-se no ponto de contato um diodo semiconductor, o qual demodula o sinal de rádio.

O detector Perikon, por ser mais estável e também menos vulnerável a danos por descargas estáticas, foi empregado, em certo período, nas estações de recepção comerciais e militares, inclusive em navios da marinha. Tinha um mecanismo que permitia um melhor ajuste do contato pontual, menos crítico que os sistemas tipo “bigode-de-gato”.



Aeriola Senior

Get One for Christmas

For Long-Distance Reception, Including Lamp and Head Set

No Storage Battery Required.

\$65.00

Atwater-Kent variometers, mounted vario-coupler, detector and three stages audio amplification—all for **\$53.00**

The Radio Center
HARRY C. GROVE, Inc.
1210 G Street N. W.
For your protection buy only approved apparatus.

Figura 3: “Ganhe um no Natal” era o apelo do anúncio do Aeriola Senior.

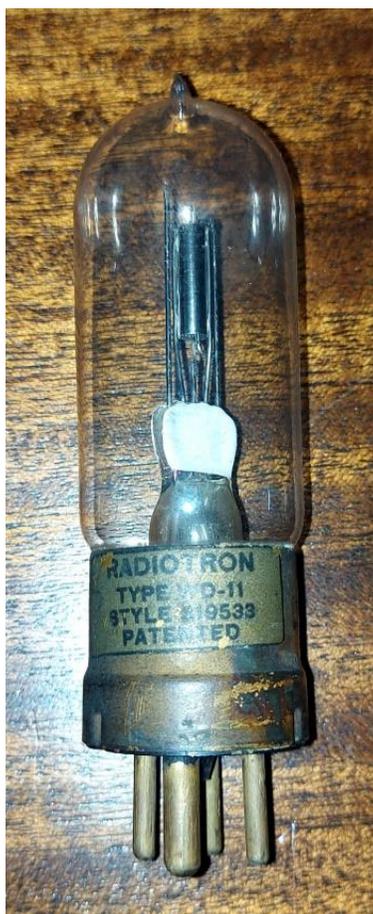
Restaurar um Aeriola não é tarefa difícil. Na parte estética, frequentemente é necessário decapar e aplicar verniz à madeira do gabinete. O painel é facilmente desmontável e é em madeira pintada de preto (somente nos modelos posteriores passou a ser feito em baquelite). No interior da tampa existe um folheto com instruções de instalação e funcionamento.

Quanto à parte eletrônica do Aeriola Sr., há nele um primitivo capacitor de mica (500pF), feito com duas placas metálicas aparafusadas, com o núcleo de mica. Sua visível exposição à umidade geralmente faz necessária sua substituição. O resistor de escape de grade (*grid leak*) é de $2M\Omega$, associado a um capacitor de 250pF, montado em uma cápsula semelhante a um cartucho de espingarda. No mais, a sintonia e a regeneração são controladas por dois variômetros. Feitas as substituições dos componentes mais frágeis (capacitores e resistor), basta ligar a uma boa antena e a um bom ponto de terra através de um condutor isolado.

Já o Aeriola Jr. pode dar um pouco mais de trabalho. É um tanto difícil encontrar os cristais de zircônia e bornita, utilizados no detector *Perikon*, o qual não se recomenda mudar para o simples de galena, nem substituir por um diodo de germânio, sob pena de tirar a originalidade do aparelho.

O variômetro e a Radiotron WD-11

Dois detalhes interessantes do receptor Aeriola são os variômetros e a válvula WD-11. As pesquisas com a válvula WD-11 como detectora iniciaram nos laboratórios da Westinghouse Electric, em New Jersey, nos meados de 1921, já no projeto do receptor Aeriola Senior. A válvula logo passou a ser usada em outros receptores da época, incluindo os Regenoflex e Radiola. A WD-11 teve até uma versão denominada como “11”, produzida na Europa pela Philips Miniwatt.



A WD-11 é uma válvula tríodo de aquecimento direto, com V_f de 1,1V e I_f de 250mA. Tensão máxima de placa 135V. Com 90V em placa fornecia 0,007W de potência de saída, o suficiente apenas para a escuta com fones. O Aeriola originalmente era alimentado por pilha seca “B” de 22,5V e “A” de 1,5V. Por causa de sua raridade, a WD-11 é uma válvula altamente colecionável. Alcança elevados preços atualmente: uma WD-11 de primeira geração como a da **foto 3**, com base de latão, selagem no topo do bulbo e boa emissão, está acima de US\$ 150.00.

O variômetro é um dispositivo do receptor Aeriola pouco conhecido hoje em dia. Basicamente um variômetro consiste de dois ou mais indutores em série, um funcionando como estator e os outros como rotores, com núcleo de ar e com um sistema de ajuste : se os indutores estão em posição colinear, com os enrolamentos na mesma direção, a indutância é máxima. Se os enrolamentos são colocados em oposição, a indutância total é diminuída ou anulada. Isso permitia um certo ajuste na sintonia sem a utilização de capacitores variáveis de capacitância elevada — talvez o componente de maior custo antigamente. No Aeriola o variômetro faz parte dos circuitos sintonizados de grade e placa.

Foto 3: a histórica válvula RCA Radiotron WD-11.



Foto 4: em detalhe, os indutores do variômetro do Aeriola.

No funcionamento do Aeriola havia uma certa interação: atuando-se no variômetro controlava-se também, além da sintonia, o ponto do início da regeneração (*tickler*). Um sistema semelhante ao dos variômetros era também usado antigamente nos primeiros receptores, como transformador de RF com acoplamento ajustável. Pela variação da impedância mútua entre os indutores, controlava-se o acoplamento entre o sistema de antena e a entrada do receptor, para ajustes da sensibilidade/seletividade e para melhor transferência dos sinais captados. Neste caso, o variômetro recebia a denominação de *variocoupler*, acoplador variável.



Um clássico entre os aparelhos receptores de antigamente, os pioneiros Aeriolas foram decisivos para a popularização da novidade do rádio entre o público. Ter um Westinghouse Aeriola na coleção de rádios antigos não é, hoje, apenas uma nostalgia dos que apreciam a eletrônica dos velhos e bons tempos: é também ajudar a preservar uma das peças históricas mais importantes da era do rádio.

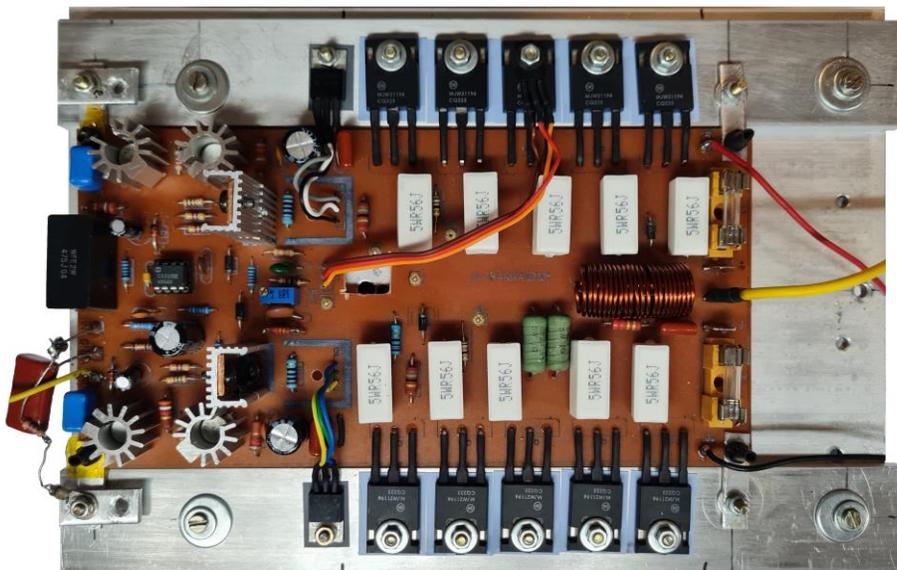
Foto 5: o receptor Westinghouse Aeriola Senior. O “manual de instruções de uso” vinha preso à tampa interna do gabinete.

Construa o Ultrarraiende – Parte III

Marcelo Yared*

Nesta última parte do artigo sobre o “Ultrarraiende” iremos descrever a montagem e apresentar os resultados das medições efetuadas no protótipo.

A placa impressa foi produzida conforme o modelo apresentado na primeira parte do artigo e funcionou corretamente.



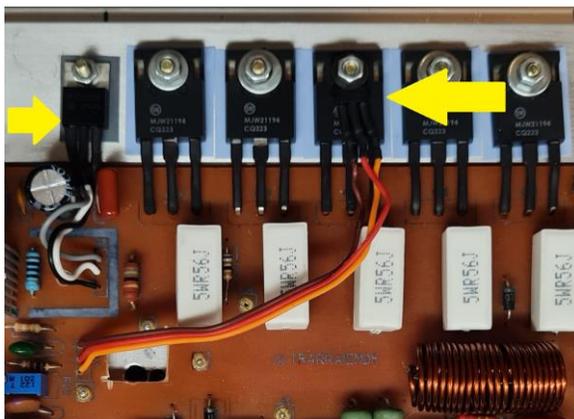
Os transistores de saída foram montados em duas barras de 5mm de espessura, de alumínio, e estas foram firmemente aparafusadas no dissipador principal. Para esta função, utilizamos nosso fiel dissipador Brasele, já citado em outras montagens, mas, como no “Superraiende”, um exaustor foi acoplado a ele para os testes em regime contínuo.

A corrente de repouso, inicialmente, foi ajustada para que termos 50mV sobre os resistores e, após alguns minutos energizado, sem sinal, verificamos as temperaturas nos transistores. Nos de saída, são 80 watts de dissipação total, o que faz o dissipador ficar quente em repouso. Nos MJ15032, Q8 e Q9, o dissipador que utilizamos se mostrou efetivo, mas com a temperatura final um pouco mais elevada do que achamos adequado. Os transistores MJE340 e MJE350, Q6 e Q7, por trabalharem com polarização fixa, se aqueceram bastante em repouso, e, assim, resolvi dobrar a altura do dissipador utilizado neles, com resultados satisfatórios.

*Engenheiro Eletricista

A posição de Q5, responsável pelo controle da polarização do estágio de saída, não ficou satisfatória, dada a inércia térmica do grande dissipador utilizado, dificultando o ajuste. Assim, fizemos algumas alterações para melhor adequar a montagem, que podem ser vistas abaixo.

Colocamos os MJE15032 no dissipador principal e Q5 diretamente sobre um dos transistores de saída. Quem quiser pode colocá-lo sobre o transistor mais próximo de seu local original, diminuindo a fiação de conexão.



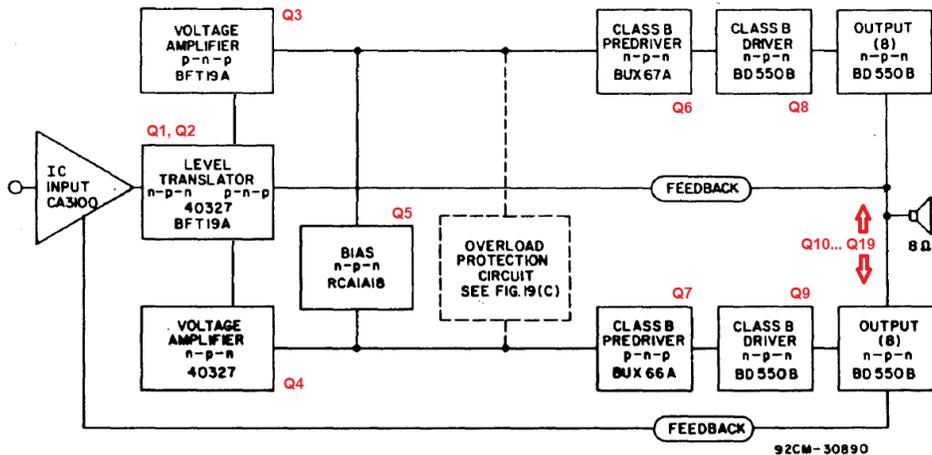
A propósito, o leiaute da placa impressa adotado permite que os transistores de potência sejam colocados por baixo dela, e com terminais bem curtos, o que é bom. Em nosso caso, colocamos os componentes por cima, praticamente sem cortar os terminais, pois, como se trata de um protótipo, posso utilizá-los em outra montagem.

A propósito também, os resistores de emissor foram reduzidos de $0,68\Omega$ para $0,56\Omega$, pois era o que tínhamos disponível. Qualquer dos dois é adequado para o circuito, sendo que o último resultará em uma melhor linearidade na transição entre os semiciclos do sinal à saída.

Uma breve descrição do circuito

Este amplificador é diferente dos demais relacionados nas notas de aplicação da RCA. A principal diferença é a utilização de um amplificador operacional em seu estágio de entrada. Trata-se do CA3100, um operacional com a tecnologia BiMOS da RCA, que combina transistores bipolares de junção e MOSFETs em um mesmo substrato.

Nessa família de operacionais havia várias composições de semicondutores, com as mais diversas finalidades. Desde o CA081 (equivalente ao TL081), com entradas de alta impedância até o próprio CA3100, com baixa impedância de saída, alta capacidade de corrente e banda de 38MHz com ganho unitário.



No diagrama de blocos, acima, vemos que a ideia básica do circuito é aproveitar as características do operacional e providenciar capacidade de amplificação de tensão adequada, via Q1, Q2, Q3 e Q4, e capacidade de corrente para cargas de baixa impedância, por intermédio de Q6, Q7, Q8... Q19, de forma a disponibilizar alta potência para a carga. O CA3100 é compensado localmente por intermédio de C7 e C6.

A resposta extensa do operacional, juntamente com sua capacidade de fornecimento de corrente, foram exploradas pelo projetista, que à sua saída incorporou um estágio em configuração base comum na entrada (Q1, Q2), com polarização fixa (D3, D4 e R5). O estágio permite a compatibilização da pequena excursão do operacional à mais alta do estágio de saída e é seguido por um amplificador de tensão convencional (Q3, Q4) e seu respectivo multiplicador de VBE (Q5). Na saída, temos o tradicional estágio de ganho de corrente em configuração Darlington e simetria semicomplementar. Observem que o amplificador de tensão é inversor, e, assim, a realimentação global, proporcionada por R25, R4 e C13, é aplicada na entrada não inversora do CA3100.

Todo o amplificador, à exceção do próprio CA3100, opera em “push-pull”, o que contribui para reduzir a distorção.

Adicionalmente, considerados os elevados ganhos em malha aberta envolvidos no conjunto dos estágios em push-pull, o projetista incorporou uma segunda realimentação internamente ao loop global (nested feedback loop), limitando o ganho de tensão desse conjunto, por intermédio de R15 e R10.

Trata-se de um projeto inteligente e voltado a proporcionar baixíssima distorção mesmo em regimes de alta potência, com resposta ampla. Existe, inclusive, uma versão, com algumas modificações, que responde a corrente contínua.

As características elencadas pela RCA para o Ultrarraiende são as seguintes:

Typical Performance Data for 300-W Audio Amplifier

Measured at a line voltage of 220V, $T_A = 25^\circ C$, and a frequency of 1kHz, unless otherwise specified.

Rated Power (8Ω load at rated distortion)	300W
Typical power (4Ω load)	300W*
Typical power (16Ω load)	160W
Total Harmonic Distortion (THD)	See Figs. 17 and 21
Intermodulation Distortion (IMD)	See Fig. 20
Sensitivity	1.6V for 300W
Input Impedance	10kΩ
Hum and Noise:	
Below rated power output:	
Open input	104dB
Shorted input	112dB
Phase Shift	+1° at 20Hz, -13° at 20kHz
Slew Rate	35V/μs
Rise Time	2.5 μs
Damping Factor	200

*With 120V split power supply and 18 BD550A substituted for 18 BD550B.

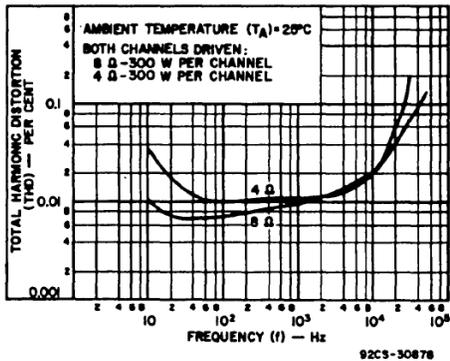


Fig. 17 – Typical total harmonic distortion as a function of frequency for 300-W amplifier.

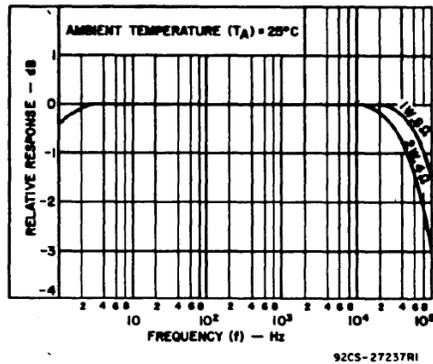


Fig. 18 – Typical frequency response for 300-W amplifier.

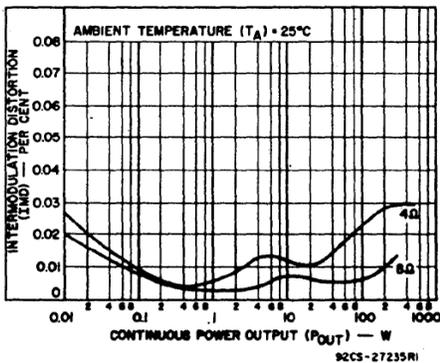


Fig. 20 – Typical intermodulation distortion as a function of power at 60 Hz and 7 kHz with both channels driven for 300-W amplifier.

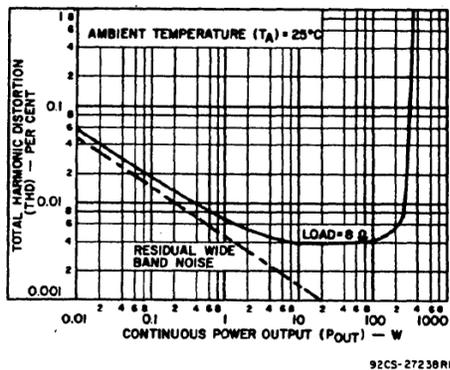


Fig. 21 – Typical total harmonic distortion as a function of power at 1 kHz, both channels driven, for 300-W amplifier.

Essas especificações diferem no formato em relação às publicadas na primeira parte deste artigo, mas são essencialmente as mesmas, apenas mais completas, com as curvas de distorção e de resposta em frequência originalmente publicadas pela RCA nas primeiras edições de seus databooks.

Medições em bancada

Montamos o Ultrarraide na bancada com um exaustor de boa capacidade (na verdade, nosso exaustor de fumaça de solda) e com a Fontinha fornecendo sua alimentação. Os cabos de conexão devem ser os mais curtos possíveis e de boa bitola.



Com a montagem toda aberta, sem blindagens, é esperada uma degradação nos parâmetros objetivos do conjunto, particularmente em relação ao zumbido e ao ruído.

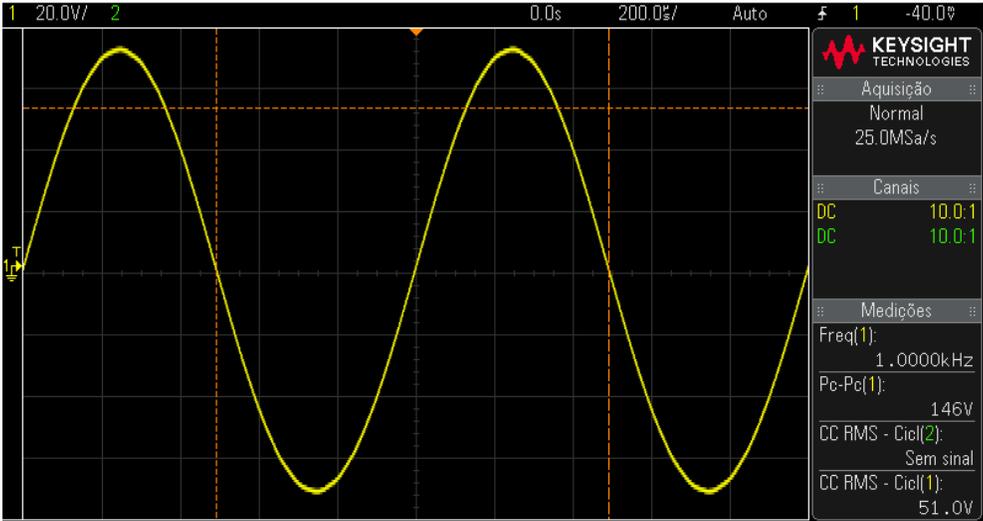
Nesta etapa, energizamos o amplificador com um Variac e uma lâmpada em série, de 40W, que acendeu com bastante brilho. Algumas medições e análises mostraram que estava tudo bem, e que a carga da fonte junto com o Ultrarraide, em repouso, exigiam mesmo muita corrente da rede elétrica.

Energizamos, então, o conjunto, sem a lâmpada série, com a tensão de entrada de 220VCA, obtendo aproximadamente 82VCC simétricos na saída da fonte. Tudo OK, mas, neste ponto, verificamos que Q6, Q7, Q8 e Q9 se aqueciam bastante.

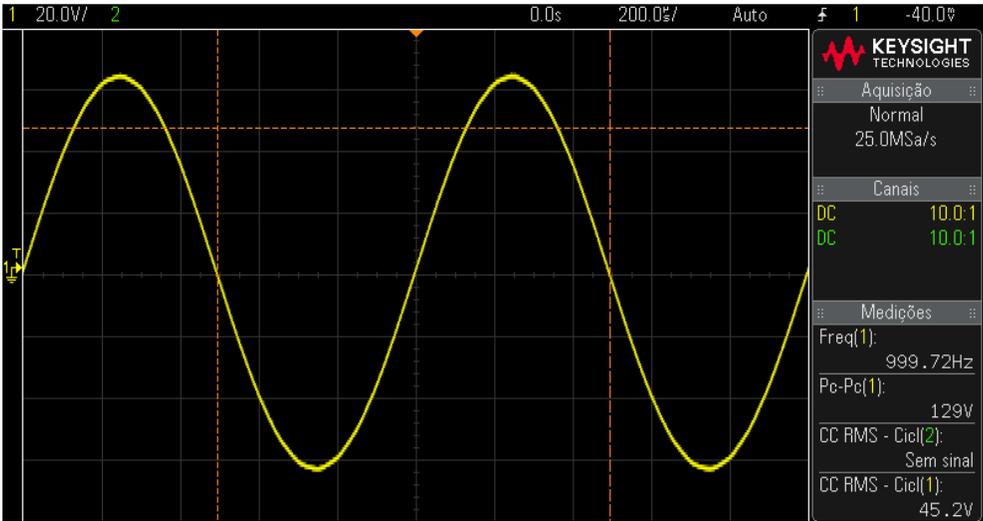
Resolvemos, então, dobrar a altura dos dissipadores dos dois primeiros e colocar os dois últimos no mesmo dissipador dos transistores de saída, apenas por descargo de consciência.

Com isso, ajustamos a corrente repouso (50mV sobre R34 e R37), variando R20. A posição que escolhemos para Q5, responsável por este controle, mostrou-se inadequada, pois fazia o ajuste ser muito lento. Como já citado, resolvemos colocá-lo sobre um dos transistores de saída, o que facilitou bastante o ajuste e diminuiu a oscilação de seu valor. Após meia hora de sinal aplicado a 1/3 da potência nominal em 8Ω, em 1kHz, partimos para as medições, nas mesmas condições informadas pela RCA, e obtivemos os seguintes resultados.

Potência no limite do ceifamento em 8Ω - 325W

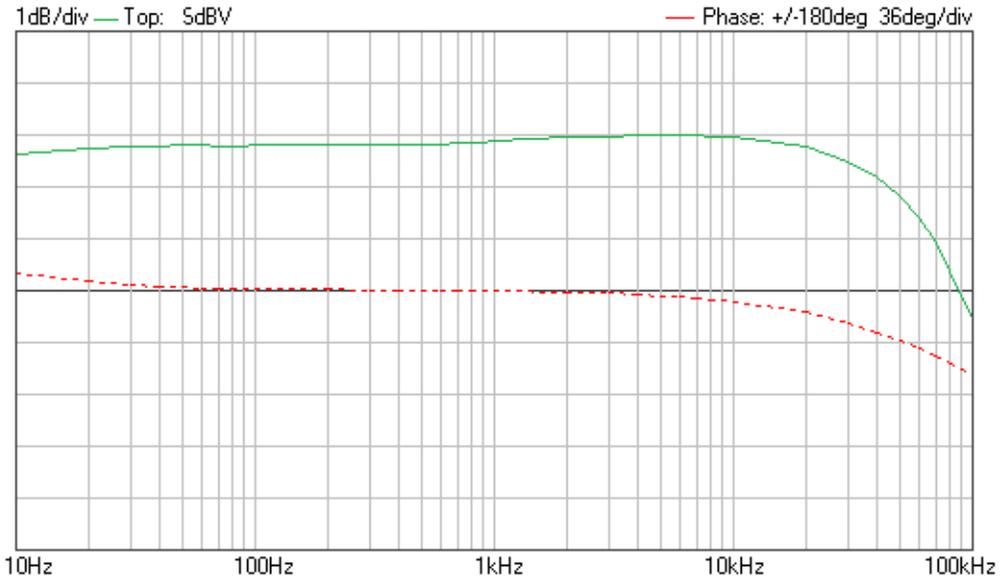


Potência no limite do ceifamento em 4Ω - 510W



Podemos ver que o amplificador entrega o que promete, em termos de potência (pelo datasheet, 300W em 8Ω). A regulação da Fontinha mostrou-se adequada para 8Ω e permitiu uma boa potência em 4Ω, mais que 500W antes do ceifamento. Um equipamento estereofônico com duas dessas fontes entregaria com facilidade 1kW em modo ponte ou em modo estéreo. Precisaria de ventilação forçada ou de dissipadores bem maiores que o utilizado neste protótipo, entretanto.

Resposta em frequência a 1Vrms/8Ω



Resposta extensa, bastante plana e próxima do informado pela RCA (-0,3dB a 10Hz e -3dB a 90kHz). O desvio de fase está próximo do informado também. De qualquer forma, a resposta é mais que adequada para reprodução em alta fidelidade de conteúdos musicais e eu desconfio que o valor do indutor L1 que confeccionei é um pouco maior do que os 4μH do projeto original, o que poderia explicar a diferença.

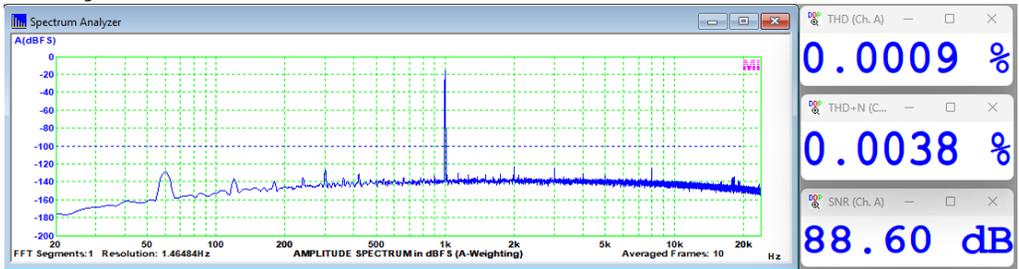
O **fator de amortecimento** foi de aproximadamente **280 a 10Vrms/8Ω**, o que é muito bom e superior ao informado pela RCA.

O **“slew rate”** foi de aproximadamente **29V/μs**, um pouco inferior ao divulgado, mas, mesmo assim, muito bom e mais do que suficiente para boas audições.

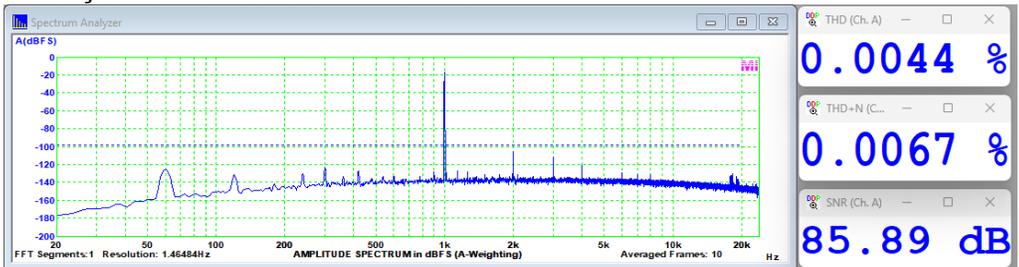
Passamos então à medição da distorção harmônica e da distorção por intermodulação. Neste caso, além de medirmos pontos específicos, a 1kHz, levantamos também a curva de distorção harmônica em função da frequência e da potência, para comparação com os valores divulgados pela RCA.

Os valores de distorção abaixo foram medidos com ponderação A.

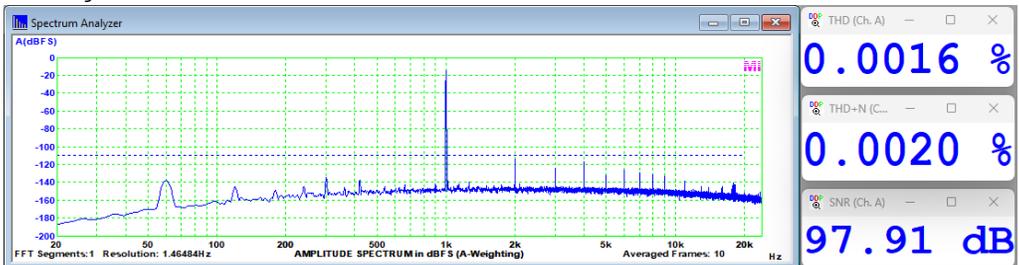
Distorção harmônica total a 1W/1kHz/8Ω



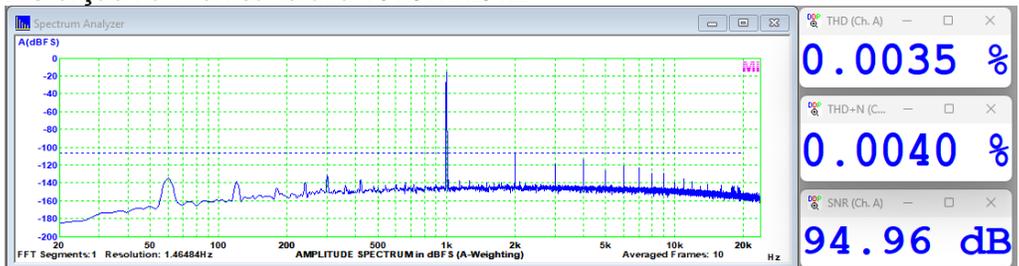
Distorção harmônica total a 1W/1kHz/4Ω



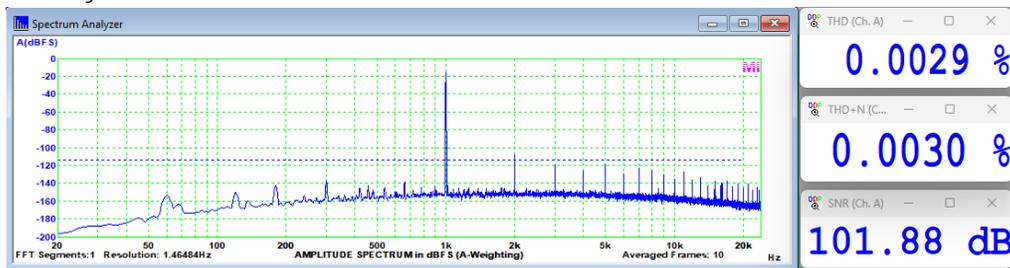
Distorção harmônica total a 10W/1kHz/8Ω



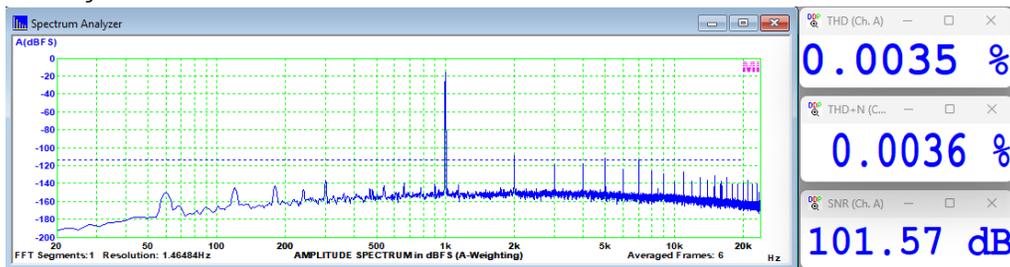
Distorção harmônica total a 10W/1kHz/4Ω



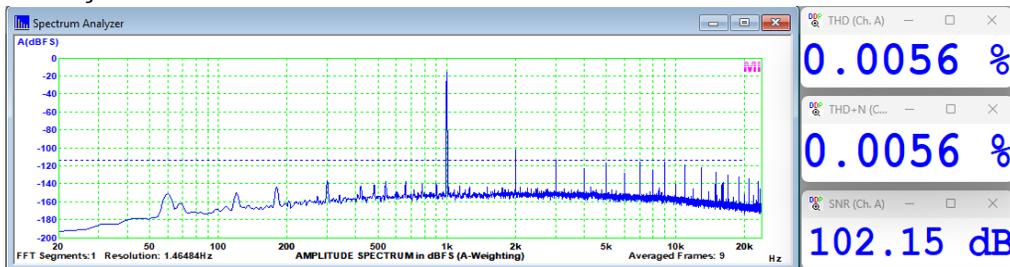
Distorção harmônica total a 100W/1kHz/8Ω



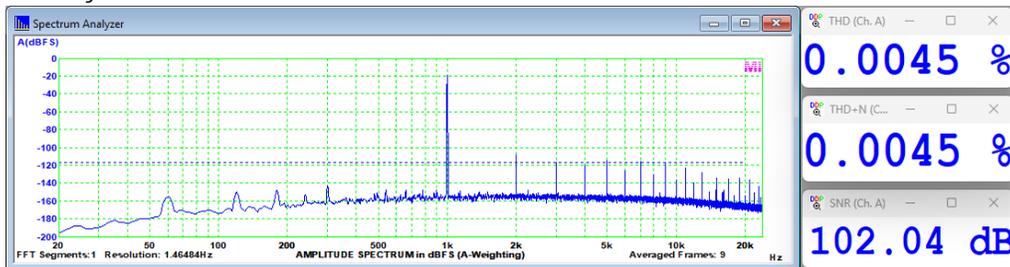
Distorção harmônica total a 100W/1kHz/4Ω



Distorção harmônica total a 200W/1kHz/8Ω

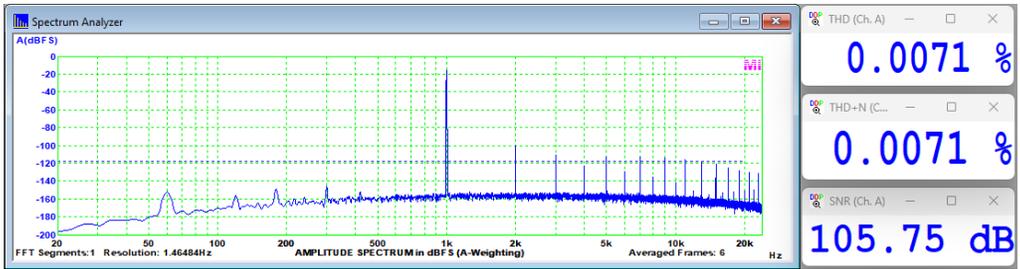


Distorção harmônica total a 200W/1kHz/4Ω



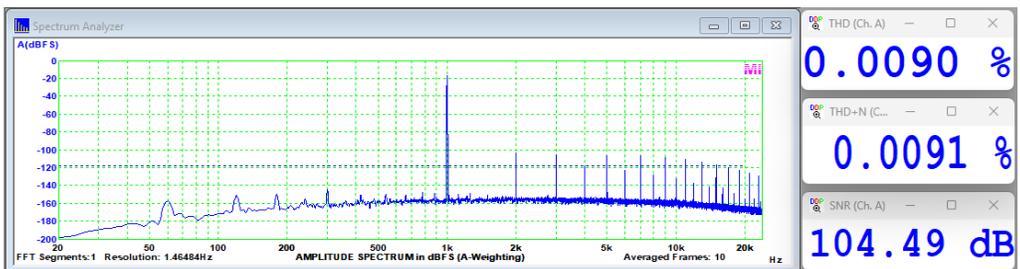
Medimos, então, a potência no valor informado pela RCA em 8Ω para a distorção nominal (300W e DHT<0,01%), e obtivemos:

Distorção harmônica total a 300W/1kHz/8Ω



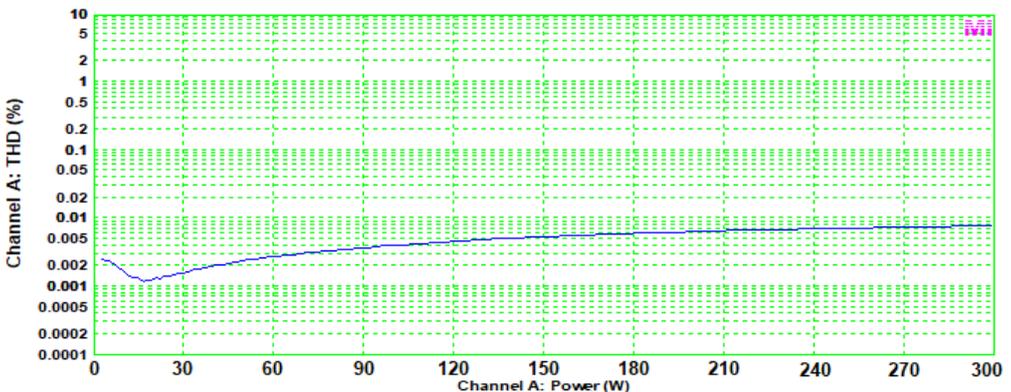
O que mostra que os valores são melhores que os informados e, também, que o nível de ruído, em relação à potência máxima nominal, é, da mesma forma, melhor que o informado (-105,75dB contra -104dB). Isso é muito bom.

Distorção harmônica total a 500W/1kHz/4Ω

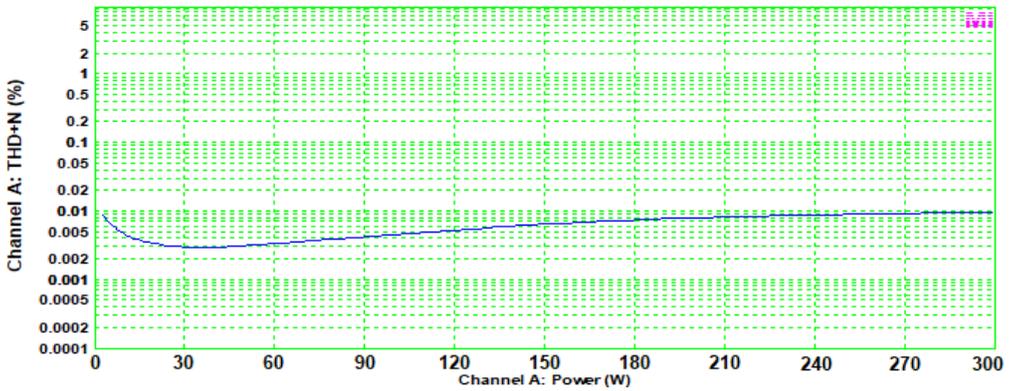


Mesmo em 4Ω, próximo à potência máxima, a distorção é muito baixa. Trata-se de um excelente amplificador, neste quesito.

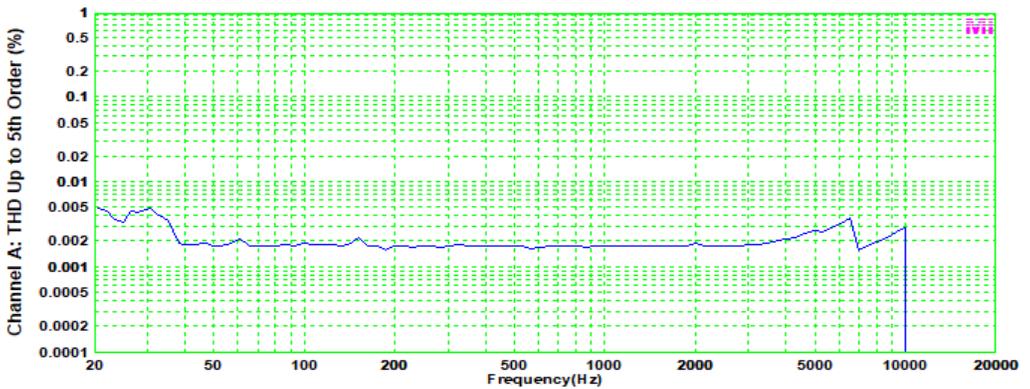
Distorção harmônica total versus potência em 1kHz/8Ω (sem ponderação)



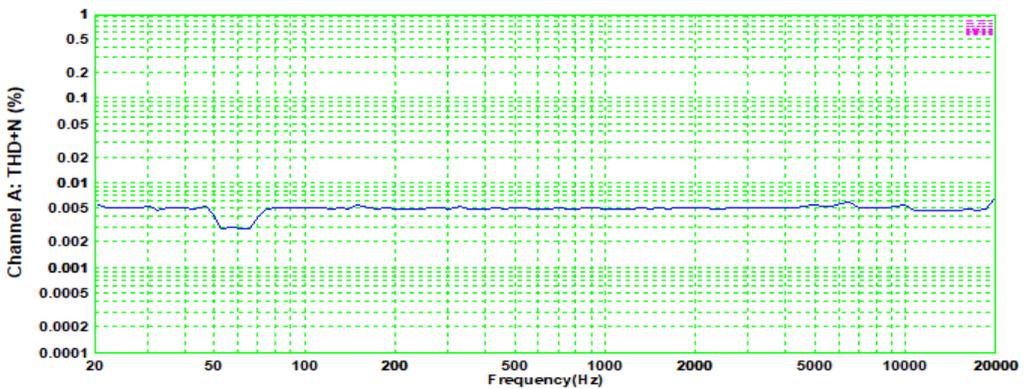
Distorção harmônica total + ruído versus potência em 1kHz/8Ω (sem ponderação)



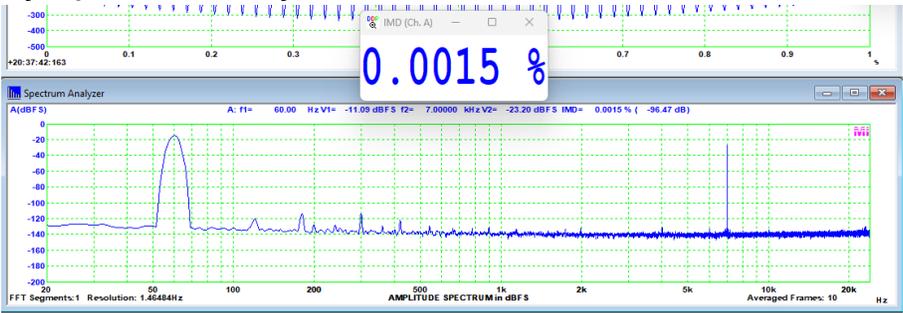
Distorção harmônica total versus frequência a 10W/8Ω (sem ponderação)



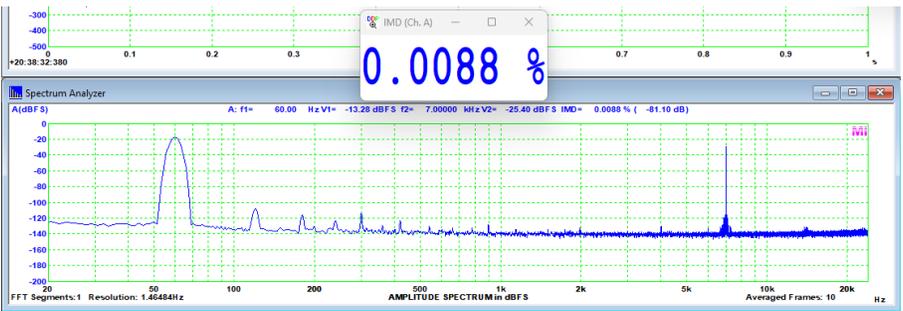
Distorção harmônica total + ruído versus frequência a 10W/8Ω (sem ponderação)



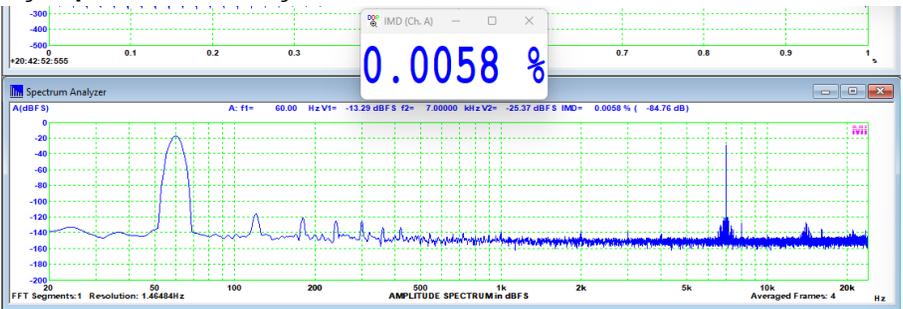
Distorção por intermodulação SMPTE a 1W/8Ω



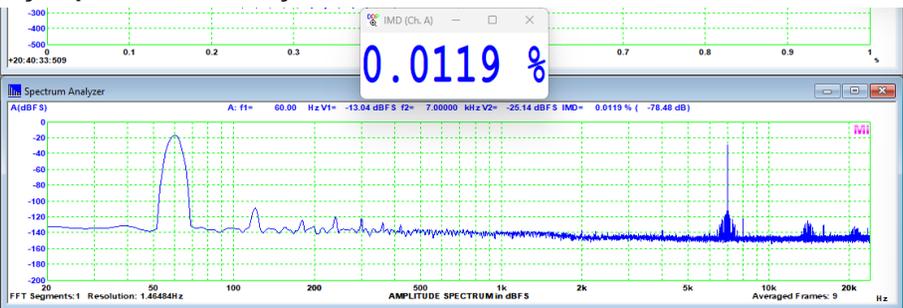
Distorção por intermodulação SMPTE a 1W/4Ω



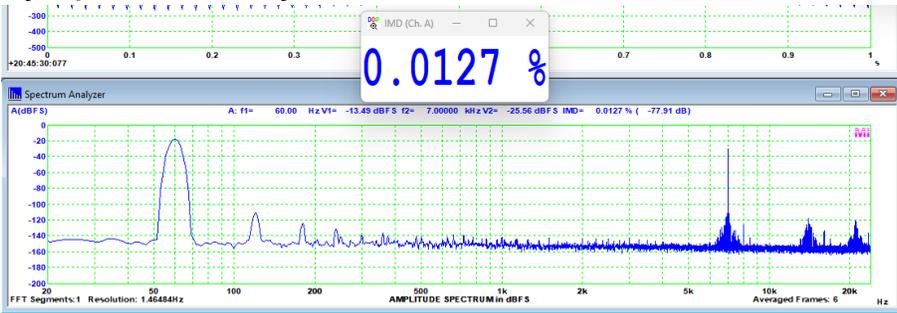
Distorção por intermodulação SMPTE a 10W/8Ω



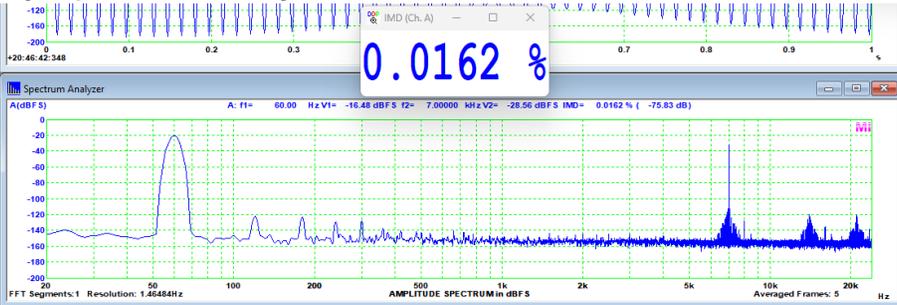
Distorção por intermodulação SMPTE a 10W/4Ω



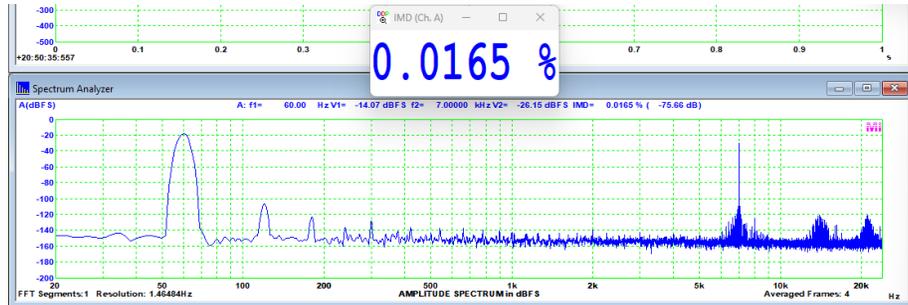
Distorção por intermodulação SMPTE a 100W/8Ω



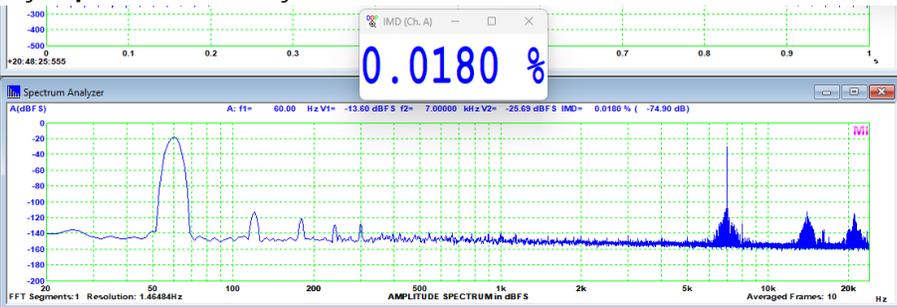
Distorção por intermodulação SMPTE a 100W/4Ω



Distorção por intermodulação SMPTE a 200W/8Ω



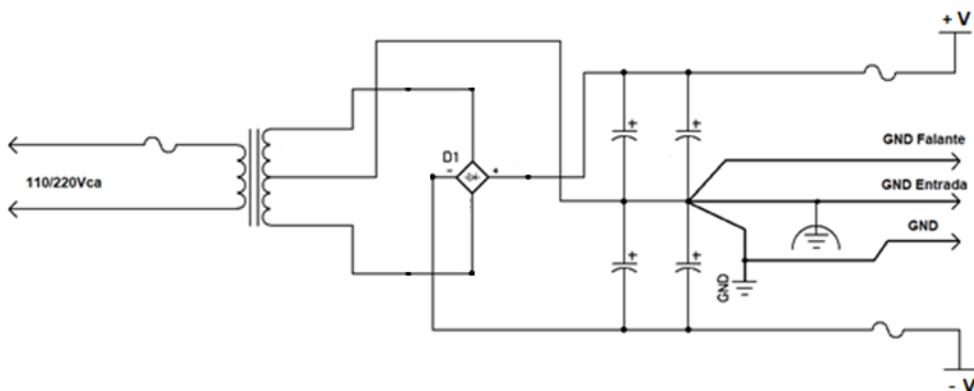
Distorção por intermodulação SMPTE a 200W/4Ω



Quando o leitor observar nos vídeos e gráficos de amplificadores publicados no YouTube ou nas redes sociais, especialmente os vendidos na forma de “kits”, ou mesmo placas nuas, valores elevados dessas harmônicas em relação ao sinal de saída, ou mesmo em sem sinal, tenha em mente que, muito provavelmente, as ligações de aterramento, e/ou o leiaute da placa impressa do amplificador não estão corretamente executadas. **Neste caso, o desempenho global do amplificador sofrerá e, no mais das vezes, a propaganda do termo “Hiend” estará comprometida e não representará a realidade.**

Em nosso caso, todas elas estão bem além de -120dB da frequência fundamental do sinal que está sendo amplificado, o que indica uma ótima performance nesse quesito.

Isso decorre, também, da correta implementação das trilhas de aterramento de sinal e de alimentação no leiaute da placa impressa do Ultrarraiende, bem como da ligação adequada à fonte, conforme a figura abaixo.



Sugestão de ligações da fonte de alimentação ao amplificador de potência.

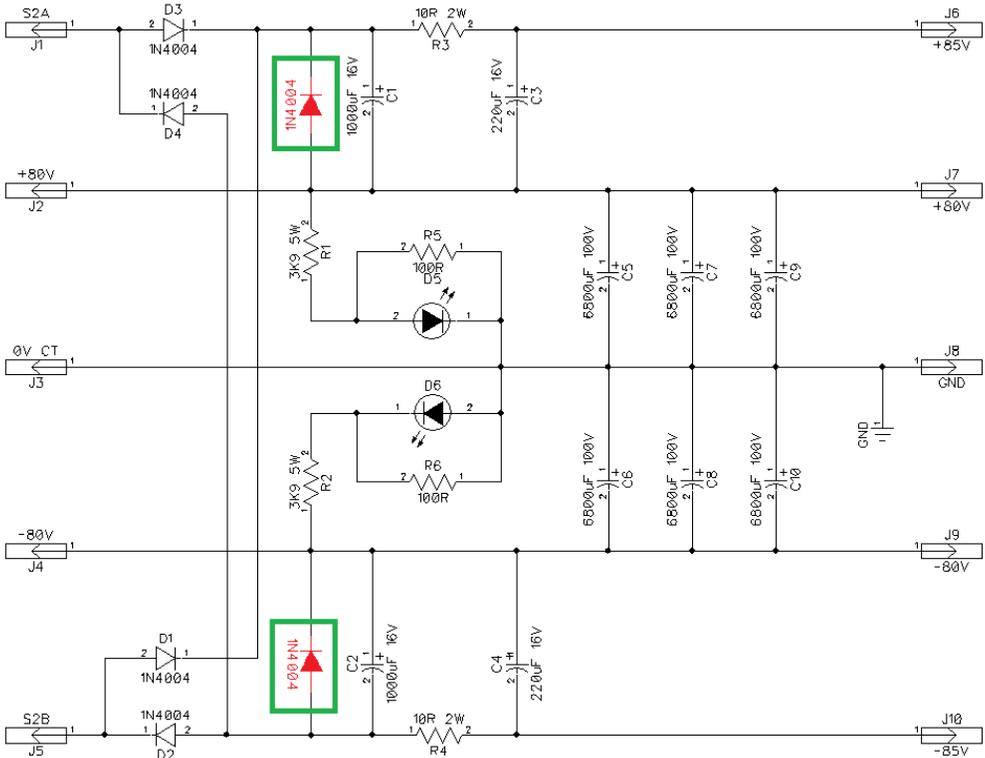
A ligação foi feita conforme acima, e, além de minimizar a interferência da fonte no amplificador, ainda permite melhor performance em termos de distorção harmônica, conforme pode ser visto em **“Audio Power Amplifier Design”, de Douglas Self**, em sua **sexta edição**, particularmente às **páginas 619 a 645 e 288**. É uma leitura mais que recomendada para quem projeta e monta amplificadores de áudio.

Como regra geral, procure sempre isolar os caminhos e trilhas de terra de sinal, separando o terra da carga (falante), o terra de sinal de baixo nível, tipicamente da entrada e do elo de realimentação e o terra geral dos capacitores de filtro e fontes internas do circuito do amplificador. Com essas providências, não somente o zumbido, mas também os ruídos e as distorção serão reduzidos.

Adendo à Fontinha

No artigo de janeiro de 2023, a parte II do Ultrarraiende, descrevemos a montagem da “Fontinha”, que foi utilizada neste teste do amplificador. Naquela oportunidade informamos que a placa da Fontinha teria espaço para alguns componentes, que não utilizamos, então.

Neste adendo, sugerimos que o montador coloque os diodos 1N4004 destacados nos retângulos verdes, no esquema da Fontinha, reproduzido abaixo.



Na hipótese da descarga mais rápida de C1 a C4 do que de C5 a C7, eles proverão proteção contra tensões inversas elevadas nos primeiros capacitores, protegendo-os. Os diodos podem ser montados por cima ou mesmo no lado inferior da placa impressa, junto as terminais de C1 e C2.

A placa impressa da Fontinha tem bastante espaço disponível, e esta é uma providência barata e saudável.

Conclusões

O projeto da RCA é de muito boa qualidade. Com o transformador de alimentação utilizado, que não é o ideal para testes em 4Ω , saiu-se muito bem. As características do operacional CA3100 foram muito bem aproveitadas e como a realimentação global é aplicada em sua entrada, todo o circuito acaba “herdando”, por assim dizer, suas boas performances objetiva e dinâmica.

Os níveis de distorção alcançados à máxima potência são excelentes, bem como a relação sinal-ruído e o fator de amortecimento. O ruído e o zumbido mostram-se melhores que os divulgados, mesmo com o protótipo sem nenhuma blindagem, próximo da fonte de alimentação e de seu grande transformador.

Para quem for montar este circuito para uso residencial, acreditamos que o transformador utilizado no projeto será mais que suficiente neste regime, e, para uso contínuo em potências elevadas, é mandatória a ventilação forçada ou, no mínimo, duas unidades do dissipador utilizado no Superraiende, por canal, com as aletas na vertical.

O integrado CA3100 ainda pode ser achado no comércio, bem como todos os transistores, mas, como substituto funcional, sugerimos o LME49710, sendo que, neste caso, C7 deve ser retirado do circuito, pois ele é compensado internamente.

Podemos entender, após esta série de artigos de montagens dos amplificadores do databook da RCA, que os projetos propostos são de qualidade muito boa, mesmo para os padrões atuais, o que pode explicar a utilização destes por fabricantes do mundo todo, nas décadas de 1970 e 1980, incluídos aqui muitos dos bons produtos brasileiros da época.

Se o leitor deseja ter e ouvir um amplificador realmente de alta-fidelidade, em níveis elevados de potência, este projeto da RCA atenderá suas necessidades; até 500 watts contínuos em carga de 4Ω é mais que suficiente para isso.

Para quem quiser algo mais potente, sem a utilização de circuitos em classe D, o desperdício de energia não justifica a utilização de circuito em classe B, como o do Ultraraiende.

Quem sabe, então, mais à frente, poderá aparecer em Antenna o “Hiperraiende”, operando em classe G ou H, com capacidade de fornecer mais potência ainda?

E ficamos por aqui. Até mais!



Você, leitor amigo, já esteve às voltas com algum problema (pouco comum) na instalação, manutenção ou conserto de um televisor, rádio amplificador de som ou mesmo qualquer outro aparelho eletrodoméstico? Se sim, ajude seus colegas, divulgue o que você observou e como resolveu o problema. Basta escrever um resumo do caso e mandá-lo para o e-mail contato@revistaantenna.com.br, deixando o resto por conta do redator de TVKX. Se ele considerar o assunto de interesse, será feita uma estória, com os populares personagens do TVKX. O seu nome será mencionado no artigo.

Placas & Placas

Para variar... lá estão os nossos amigos na mesa do canto direito da padaria do Mário, se preparando para mais um dia de trabalho;

- É o que tenho dito e repetido... Enquanto não conseguirmos recuperar pelo menos 50% das placas defeituosas, vamos ficar patinando na areia!

- Na verdade, a estatística dos meses anteriores não tem se alterado. Quase metade das avarias estão relacionadas com o barramento de LED's ou a própria tela. O que resta, conseguimos reparar somente uma pequena porcentagem das placas.

- E como o custo do reparo costuma ser elevado, o cliente acaba desistindo. Eis a nossa situação, igual à maioria das oficinas.

- Precisamos, sim, de uma empresa que recupere as placas e faça a revenda na base de troca, a um preço justo.

- Lá vem o Toninho com as suas ideias, novamente....

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

- Mas não era assim no tempo dos cinescópios? Entregávamos um TRC esgotado e recebíamos um reconicionado, pagando o serviço!

- Vá sonhando, Toninho...

- E o tal de VerSys, não era hora de embarcar nessa?

- Teríamos de ter um banco de dados para que o sistema fizesse uma comparação. Não temos movimento para tal.

- E aí vamos formando mais uma pilha de sucata!

- Eu tenho tido algumas ideias.... Mas vamos terminar o café! Na oficina eu explico a coisa com detalhes.

- Hoje é terça-feira, dia do Zé Maria fechar a conta. Vamos logo que estou curioso!

Chegando à oficina, parece que o Toninho era o mais interessado, pois foi logo arrumando a bancada e trazendo algumas placas.

- Calma, Toninho! Não vou fazer nenhum milagre! Quero apenas expor as minhas teorias!

- Conte aí, Carlito!

- Pois é: Tenho certeza de que podemos recuperar algumas placas utilizando um princípio bem simples, tal como o VerSys, comparando o circuito defeituoso com um semelhante, que esteja em bom estado.

- E onde vamos arrumar uma placa em bom estado?

- Não vamos... Observei que em alguns casos temos o circuito bem debaixo de nossos olhos!

- Pirou de vez?

- Não, Toninho: Lembre-se dos amplificadores estéreo, em que temos dois canais semelhantes! Consertamos dezenas deles, simplesmente comparando o canal defeituoso com aquele que se encontra perfeito.

- Mas estamos falando de televisores... Nada a ver com estéreo!

- Veja aqui nessa placa: Observe as saídas de áudio e os periféricos: A ideia é usar o multímetro na função de teste de semicondutores e ir medindo a tensão inversa em cada ponto, comparando as leituras nos dois circuitos.

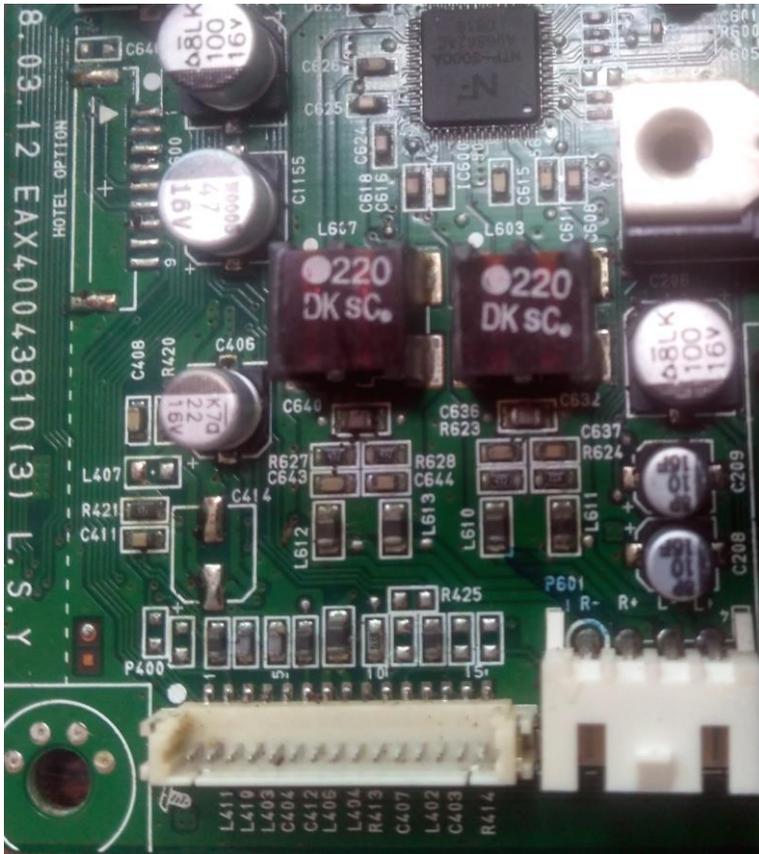


FIG 1 – Saída de AF - 28LG30R

- Até aí, tudo bem... Mas se o defeito não estiver nas saídas de áudio?
- Eu disse que não faria milagres, mas vamos lá: Observei que muitas fontes de alimentação são constituídas por circuitos muito semelhantes e aí o nosso método poderá funcionar.
- Principalmente se tratando de conversores DC-DC! Carlito está certo!
- Veja essa outra placa! Acho que vocês estão certos.

