



TVKX

ANTENNA

ELETRÔNICA • SOM • TELECOMUNICAÇÕES

Número 3/23 (1239) março de 2023



TROCA DE LÂMPADAS POR LEDS

ELETRÔNICA Com PYTHON

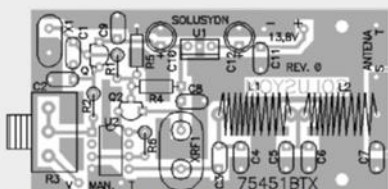


Uma Interface HID com Arduino parte I

ANTENNA E... A TELEVISÃO



MANUAL DAS ANTENAS



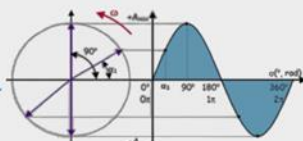
TRANSMISSOR QRP PARA CW

O FBL AS 2000

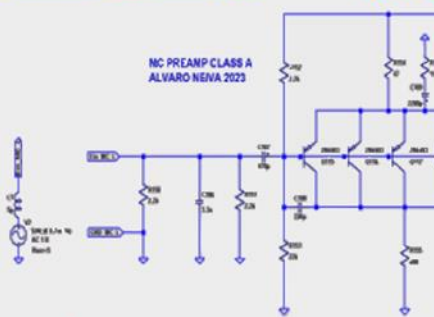


AS VÁLVULAS NACIONAIS

PAULO BRITES E AS ONDAS



CAPACITORES DE ACOPLAMENTO



APRENDA A PROJETAR AMPLIFICADORES DE ÁUDIO



PRÉS DE FONOS EM CLASSE A

ANTENNA

Número 03/23 – março/2023 – Ref. 1239

As edições impressas de Antenna, a partir de janeiro de 2021, podem ser adquiridas na livraria virtual UICLAP (www.uiclap.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.

Neste número temos uma nova série prática sobre o uso de **Python** em eletrônica, de nosso colaborador Alex, e, também, uma promoção do Professor **Paulo Brites**, em seu artigo do mês. Aproveitem! Além disso, para quem quiser saber como projetar amplificadores de áudio corretamente, temos uma nova série do Professor **Álvaro Neiva**. Boa leitura!

Lembramos, 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 XXVII – Os Pioneiros da Televisão..... | <i>Jaime Gonçalves de Moraes Filho</i> |
| 5 - CQ-RADIOAMADORES – Monte Um Transmissor de CW QRP..... | <i>Ademir – PT9HP</i> |
| 8 - ELETRÔNICA COM PYTHON - Uma Interface HID com Arduino – Parte I..... | <i>João Alexandre Silveira</i> |
| 18 - APRENDA ELETRÔNICA - Osciloscópio Versus Analisador de Espectro – Qual a Diferença?..... | <i>Paulo Brites</i> |
| 26 - Capacitores de Acoplamento em Áudio..... | <i>Marcelo Yared</i> |
| 35 - Manual de Antenas para Radioamadores e Radiocidadãos - Parte XI..... | <i>Ademir – PT9HP</i> |
| 43 - DICAS E DIAGRAMAS – IX..... | <i>Dante Efrom – PY3ET</i> |
| 52 - Projeto de Pré-Amplificadores RIAA – Parte XXIV - Circuitos Pré-amplificadores para Capsulas MC..... | <i>Álvaro Neiva</i> |
| 64 - Análise do Amplificador Integrado FBL AS 2000..... | <i>Marcelo Yared</i> |
| 70 - Troca de Lâmpadas de Filamento em Equipamentos Antigos..... | <i>Marcelo Yared</i> |
| 74 - Projeto de Amplificadores de Potência para Áudio - Parte I – História..... | <i>Álvaro Neiva</i> |
| 93 - TVKX – Uma Troca Complicada..... | <i>Jaime Gonçalves de Moraes Filho</i> |

COR DO MÊS – Março é o mês da cor **azul escuro**, da campanha de prevenção do câncer colorretal. [Aqui](#) você encontra informações importantes sobre essa doença.

E, também, já se iniciaram as campanhas nacionais de vacinação.

São importantes e temos que ficar atentos. Saiba mais em:

<https://www.gov.br/saude/pt-br/assuntos/saude-de-a-a-z/c/calendario-nacional-de-vacinacao>



ANTENNA – Uma História - Capítulo XXVII

Jaime Gonçalves de Moraes Filho*

OS PIONEIROS DA TELEVISÃO



O desejo de transmitir imagens em movimento data dos primórdios da Radiotelefonía, e desde o seu lançamento Antenna vem divulgando matérias sobre o que inicialmente foi chamado de “Radiovisão”, embora, já em 1900, o francês Constantin Perskvi tenha usado pela primeira vez a palavra “Televisão”.

Um dos maiores entusiastas da televisão foi o editor da revista norte – americana “Radio News”, Hugo Gernsback, que deixou registrado em 1927 as suas impressões sobre a possibilidade de transmissão de imagens através das ondas de rádio, afirmando que “se trata da mais maravilhosa invenção da época”.

O primeiro passo era descobrir de que modo uma imagem poderia ser decomposta em elementos que seriam então reordenados no aparelho receptor.

A solução já tinha sido encontrada por Paul Julius Nipkow em 1884, através de um disco giratório no qual existiam vários orifícios dispostos segundo uma espiral, que uma vez iluminados executavam um movimento denominado de “varredura” da imagem.

A imagem era formada por aproximadamente 30 linhas, e, por ser produzida pelos lampejos de uma lâmpada a gás Néon, tinha uma coloração alaranjada.

A percepção de uma cena contínua era dada unicamente pela persistência visual do observador, o que implicava uma imagem que parecia estar piscando, porém era o máximo que se conseguia obter com um sistema de varredura mecânica.

Hugo Gernsback propunha ainda que os amadores fizessem um experimento, adaptando um receptor de rádio, um ventilador com um disco perfurado no lugar da hélice, uma lâmpada Néon e um sistema óptico capaz de projetar a imagem em uma parede.

* Professor de Física e Engenheiro de Eletrônica



Radiovisão - 1927

Fig. 1 – Receptor com varredura mecânica – Antena- Edição comemorativa

Entusiasmado com os resultados relatados pelos leitores, o número de novembro de 1928 da “Radio News” é totalmente dedicado a televisão, contendo um artigo dedicado à construção de um televisor doméstico, mostrado na capa da publicação.

Em 1929 algumas empresas norte-americanas, notadamente a “Pilot”, mantinham técnicos e engenheiros ocupados no aperfeiçoamento da transmissão de imagens através de ondas de rádio.

O sistema de decomposição, e a posterior recomposição da imagem, era totalmente mecânico, não oferecendo uma definição sequer razoável, mesmo utilizando discos perfurados de grandes dimensões.

No Brasil, Edgard Roquette Pinto, em 1933, resolveu investigar e estudar o funcionamento de tais aparelhos, usando também o sistema de disco perfurado.

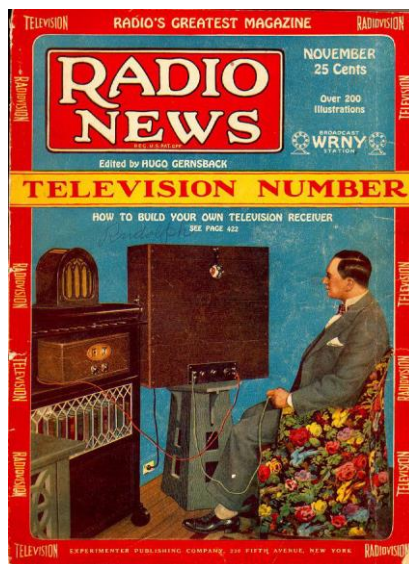


Fig. 2 – Capa de Radio News - 1928

Para isto, instalou em uma sala da Rádio Sociedade, na Rua da Carioca, um sistema transmissor, enquanto o receptor ficava na casa de um amigo, Flávio de Andrade, residente na Rua Cândido Mendes, em Santa Teresa.

Eram transmitidas as imagens de três cartazes, com as letras A; B e I. Para cada uma que era recebida, logo era passada a informação por meio de uma ligação telefônica.

Com isto, realizou a primeira transmissão de imagens através do rádio no Brasil.

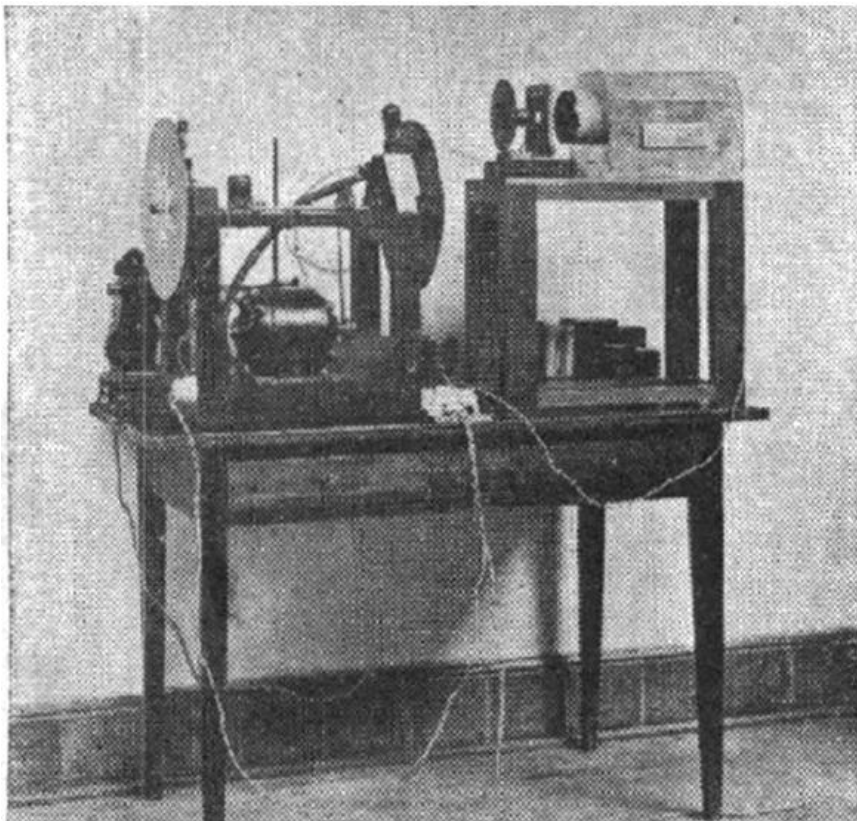


Fig. 3 – Equipamento de Edgard Roquette-Pinto (já apresentada no número de outubro de 2022)

No entanto, era necessário que uma nova tecnologia, baseada na varredura eletrônica, viesse substituir o sistema eletromecânico, que, além da instabilidade, produzia imagens de baixa qualidade.

Os equipamentos com varredura mecânica, tal como aquele construído por Edgard Roquette-Pinto no início dos anos 30 se tornaram apenas mera curiosidade...

Com o término da II Guerra mundial, devido aos avanços da tecnologia e a possibilidade de aquisição de excedentes de guerra a baixo custo, alguns amadores chegaram a desenvolver sistemas completos de TV, como aquele apresentado na matéria de capa de Antenna em fevereiro de 1946.

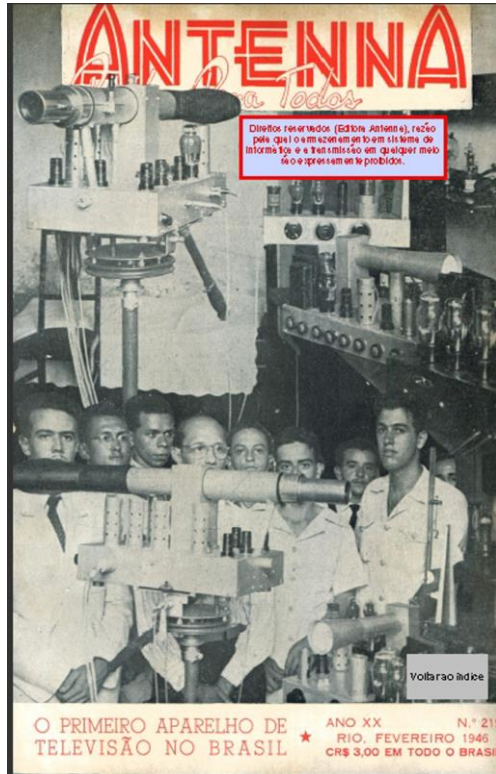


Fig. 4 – Antenna – fevereiro de 1946

Através do texto correspondente, foi apresentada aos leitores uma breve descrição do sistema transmissão-recepção, totalmente construído por PY2CL, Eduardo Ferreira da Rocha (na foto, de óculos) e um grupo de alunos da antiga Escola Técnica Nacional.

O fato de o sistema operar na frequência de 112MHz (faixa de 2,5m) já era uma verdadeira façanha para a época. O receptor foi montado em um chassi metálico, utilizando um tubo de raios catódicos de 3 polegadas, que apresentava uma imagem de aproximadamente 3cm x 4cm. O transmissor, com 5 watts de potência, era o suficiente para alcançar cerca de 1km. Para a obtenção da imagem, o usuário deveria ajustar oito controles, além dos dois situados na parte posterior, correspondendo a luminosidade e foco.

Embora a população tenha tido o primeiro contato com a televisão em 1939, durante a Feira Internacional de Amostras, em circuito fechado, o trabalho daqueles pioneiros foi essencial para a implantação da televisão no Brasil

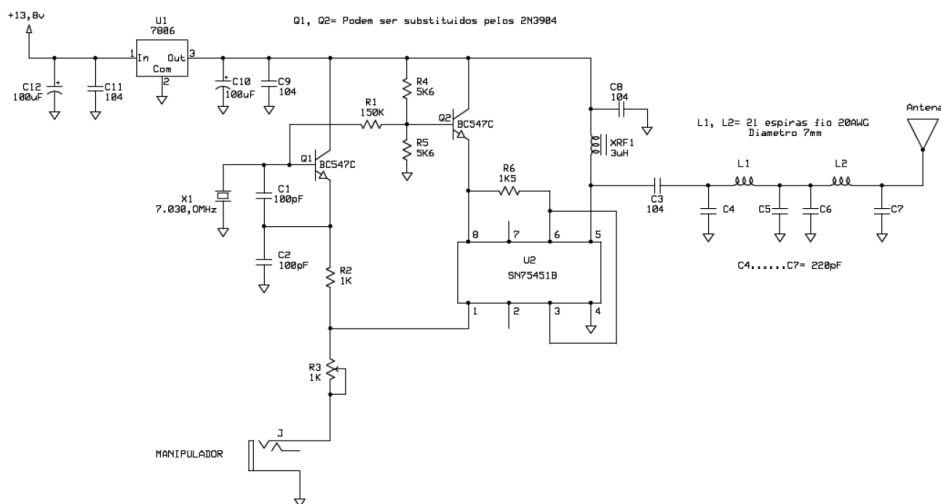
Alguns desses pioneiros foram quase que esquecidos, como Olavo Bastos Freire, cuja história iremos contar no próximo número.

Monte Um Transmissor de CW QRP

Projeto de José Maria Gomes – PY2MGO

O autor desse transmissor de CW/QRP dispensa comentários, pois se trata do Gomes, PY2MG, cuja página na internet é referência mundial em termos de montagens de equipamentos para a estação do QRPista.

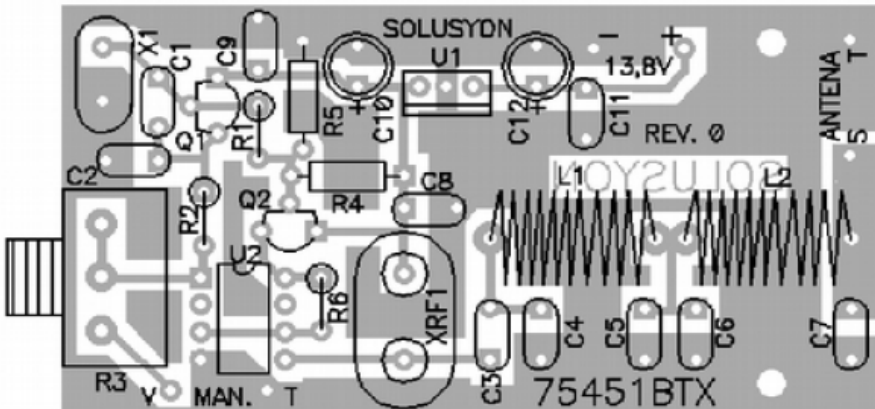
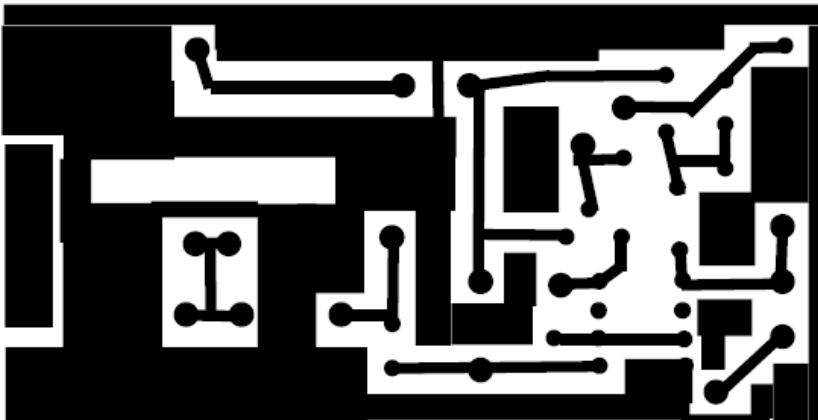
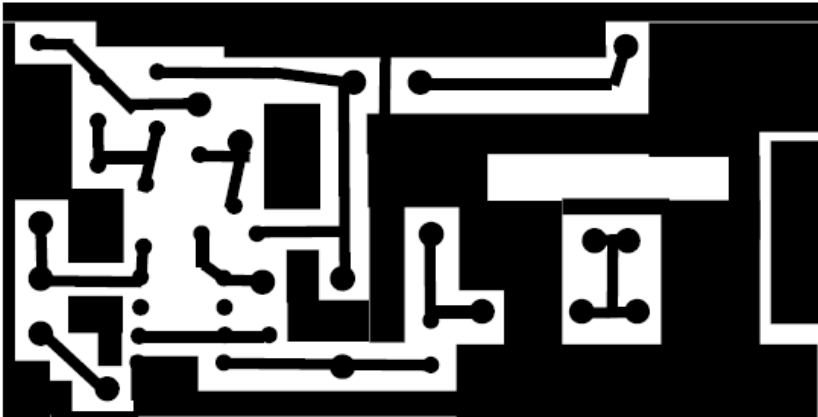
Por se tratar de um circuito relativamente simples (mas eficiente!) os valores dos componentes estão aí embaixo no esquema. Talvez o único componente difícil de ser encontrado em lojas é o cristal oscilador de 7.030 KHz, mas nada impede que você experimente um VXO ou outro de frequência aproximada.



| | | |
|----------------------------|-----------------------|--------|
| Transmissor 75451BTX 1W CW | | |
| Solução (Gomes) | | |
| 75451BTX.PCB | Rev 1.0 16-03-2015 | Page 1 |

*A cargo de Ademir, PT9HP

Abaixo desenhamos para você o layout em transparência (como se estivesse olhando de cima, do lado dos componentes) e embaixo, como você vê o chapeado como ele realmente é.



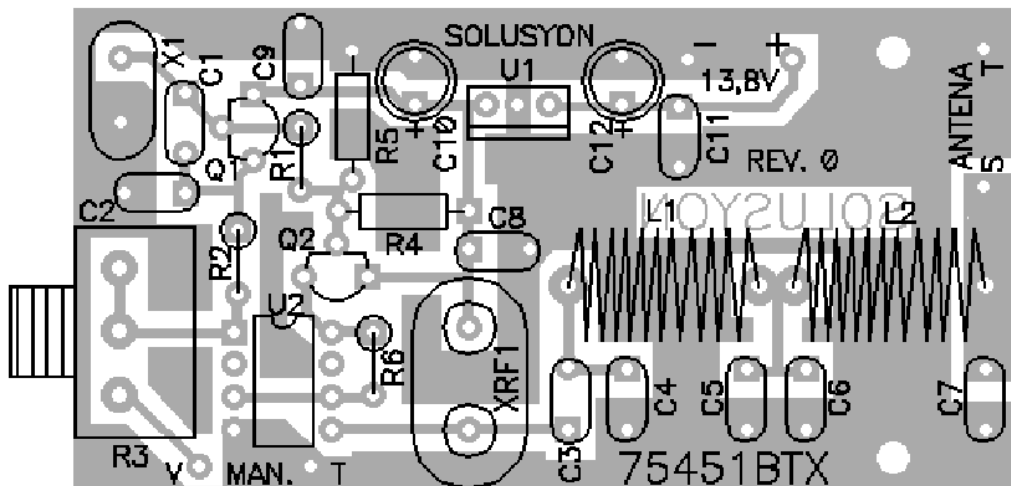
Se você copiar com carbono, deve usar o layout de baixo. Mas se você pretende fazer uma impressão pelo método térmico, terá que usar o desenho de cima.

Embaixo o circuito em tamanho natural, conforme o original enviado pelo Gomes PY2MG.

Abaixo, na página, o circuito em tamanho avantajado, para você conferir os pequenos detalhes desta montagem.

DICA

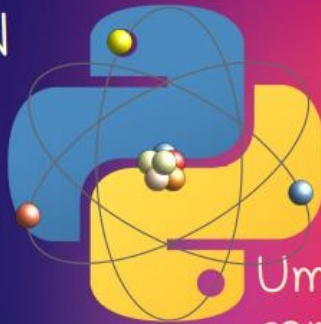
Para ter certeza que o desenho está na medida certa, imprima uma folha e coloque o circuito integrado sobre o chapeado. Deve bater com os pininhos do CI. Se houver diferença, terá que ampliar ou reduzir sua impressão.



LISTA DE COMPONENTES

- 01 Cristal de 7.030 KHz
- C1, C2 – 100pF
- C3, C8, C9, C11 – 100nF (104)
- C4, C5, C6, C7 – 220pF
- C10, C12 – 100uF (eletrolítico 16V ou mais)
- XRF1 – 3uH
- U1 – LM 7806 (regulador de tensão)
- U2 – SN 75351 B (circuito integrado)
- R1 – 150K
- R2 – 1K
- R3 – 1K (potenciômetro)
- R4, R5 – 5k6
- R6 – 1k5
- Q1, Q2 – BC 547C ou 2N3904
- 01 – Conector RCA fêmea (ou outro tipo)
- L1, L2 – 21 espiras de fio 20 AWG – Diâmetro de 7mm

ELETRÔNICA Com PYTHON



Uma Interface HID
com Arduino
parte I

João Alexandre Silveira*

INTRODUÇÃO

Interface, segundo a etimologia dessa palavra, é ‘alguma coisa’ que fica entre (duas) faces; ou o elo comum entre dois mundos físicos (ou não). Uma boa descrição é a do dicionário *Michaelis*: ‘Circuito, dispositivo ou porta que permite que duas ou mais unidades incompatíveis sejam interligadas num sistema padrão de comunicação, permitindo que se transfiram dados entre eles.’

Podemos também dizer que uma interface é como um tradutor: ele faz com que dois seres ou objetos falando línguas diferentes se comuniquem. Nesse nosso mundo dominado pela tecnologia estamos cercados de interfaces. O teclado e o *mouse* no seu computador pessoal são interfaces do tipo *HID* (*Human Interface Device*), ou *Dispositivo de Interface Humana*. No PC, o monitor, com uma câmera de vídeo apontada para nosso rosto, é também uma interface *HID*.

Neste nosso trabalho de retorno dos “*Experimentos com a Linguagem Python para Técnicos em Eletrônica*”, série de 12 artigos que publicamos aqui na Antenna por todo o ano passado, vamos montar um dispositivo de interface humana, com um Arduino programado com Python.

*Autor do livro “*Experimentos com o Arduino*”, disponível em www.amazon.com.br

A ideia é projetar e montar uma manopla de madeira com um microcontrolador embarcado, um *Arduino Pro Micro*, conectada via porta USB a um PC para navegar nas imagens do *StreetView* da *Google Maps*, substituindo o *mouse*.

O ARDUINO PRO MICRO

O Arduino clássico é aquela conhecida plataforma com um microcontrolador *ATMega328* de 8 bits que pode receber diretamente informações tanto digitais quanto analógicas de sensores; e transmiti-las a qualquer computador via porta USB para tratamento e posterior visualização num monitor. E também pode o Arduino, sob comando de um *script*, acionar portas físicas digitais para controle externo e criar portas *PWM* (*Pulse Width Modulation*) que podem gerar sinais analógicos.

O leitor interessado em montar esse nosso projeto deverá ter um conhecimento bem básico do Arduino. Sugerimos a leitura do artigo “*ARDUINO – Um Guia Básico para Iniciantes*” publicado por nós aqui na *revista Antenna* no mês de abril de 2021, e que pode ser baixado no formato *pdf* nesse [endereço web](#) da revista. Para um aprofundamento maior, sugerimos o livro “*Experimentos com o Arduino*”, também de nossa autoria, e vendido no site da [Amazon](#). Também nos *links* no final do artigo sugerimos alguns sites com bons tutoriais sobre o Arduino.

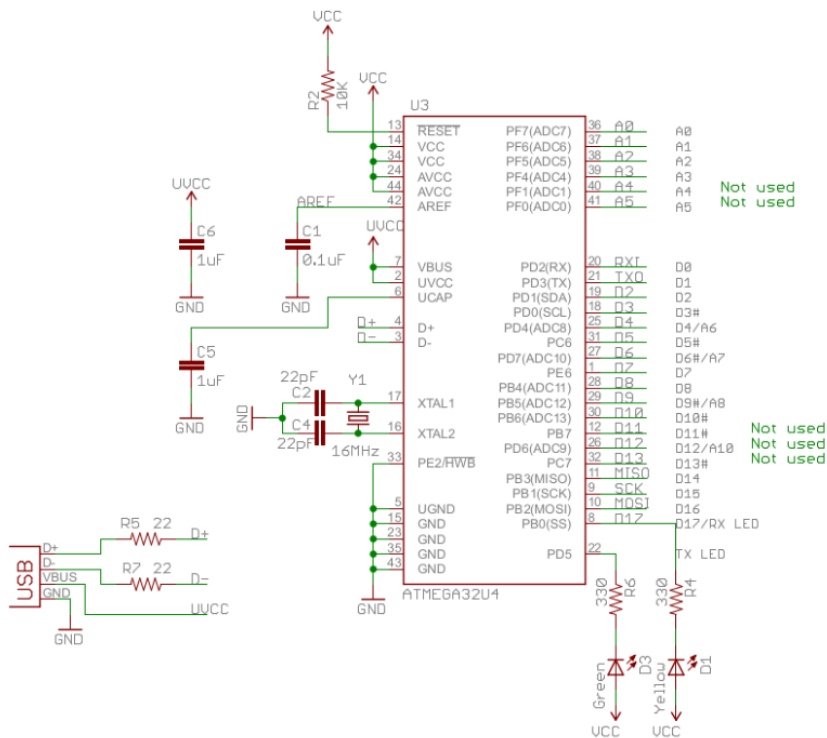
O modelo de Arduino que usaremos em nosso projeto é o ‘*Pro Micro*’. Esse modelo utiliza um tipo de microcontrolador diferente dos Arduinos clássicos. O ProMicro é o formato micro do modelo *Leonardo*, com o processador *ATMega32U4* de 44 pinos. Esse processador já vem com um *USB transceiver* embutido que pode ser programado, permitindo assim a emulação de qualquer dispositivo HID-USB, como *mouse*, teclado e outros. Um transceptor USB é normalmente um *chip* que implementa a parte de *hardware* do protocolo USB.

Veja na figura abaixo como é esse Arduino ProMicro:



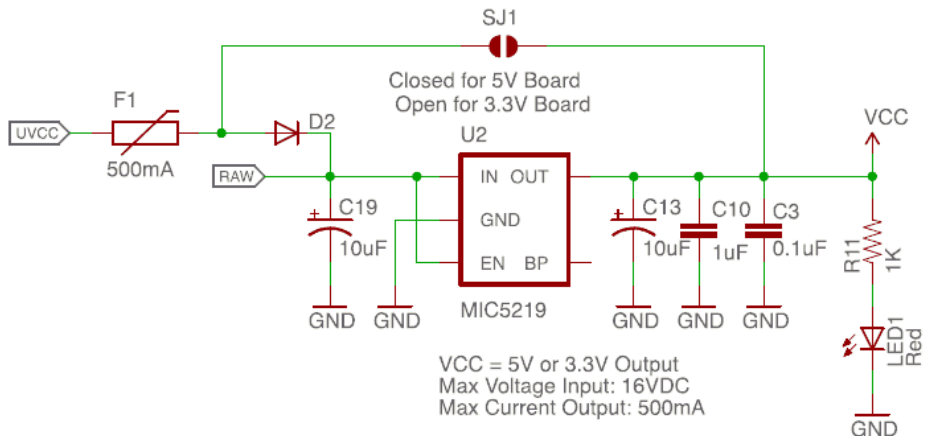
Numa pequenina placa de 33 por 18 milímetros temos, em cima e em baixo, duas linhas com 12 pontos para conexão física. Também temos uma interface micro-USB à esquerda; onde tem também um led vermelho, que indica presença de alimentação de 5 volts, vindo do PC pela porta USB ou de uma fonte externa. No centro fica o processador, o microcontrolador ATmega 32U4 de 8 bits. Ao leitor interessado em conhecer mais detalhes, sugerimos o *datasheet* desse microcontrolador [nessa página](#) do fabricante, um belo documento no formato *pdf* de 438 páginas. Ainda na imagem acima do Arduino ProMicro, à direita, podemos ver o cristal do gerador de *clock* do sistema de 16 Mhz e dois outros leds vermelhos que sinalizam transmissão e recepção serial de dados. Junto à porta USB ficam os componentes do regulador de tensão da placa. Nada mais!

Embaixo, veja como é simples o circuito desse Arduino ProMicro. Qualquer dispositivo na porta USB é conectado diretamente, via linhas de dados D+ e D-, ao processador pelos pinos 3 e 4.

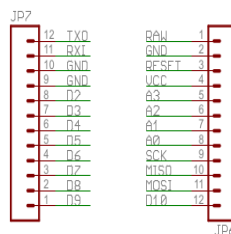


Os pinos de entrada de sinais analógicos foram desenhados em cima e à direita (pinos 36 a 41); os pinos digitais logo embaixo; depois 2 leds de comunicação serial nos pinos 8 e 22. Alguns pinos do processador não foram aproveitados nesse modelo de Arduino.

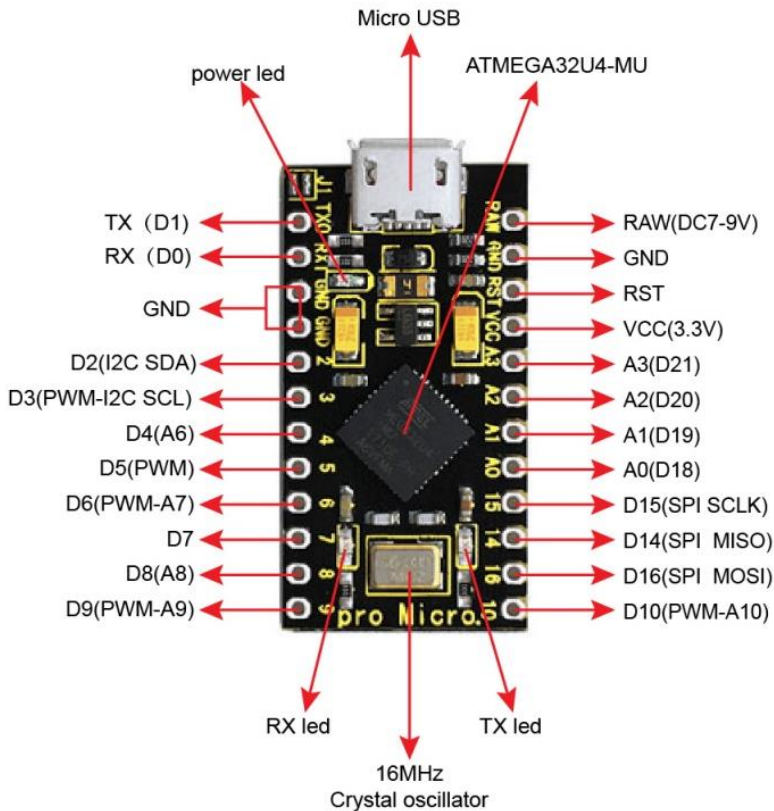
Vejamos como pode ser a alimentação dessa placa na figura a seguir.



A tensão de entrada *UVCC* (*Unregulated VCC*) passando pelo fusível pode alimentar diretamente o processador pela linha *VCC*, e acender *LED1*, se o jumper *SJ1* estiver fechado. Esse é caso mais comum, quando alimentamos essa placa com a tensão de 5 volts tomada do PC pela porta USB; quando $VCC = UVCC$. O CI *U2 MIC5219* é um regulador de tensão de 3,3 volts; assim se queremos alimentar a placa com essa tensão devemos ter o cuidado de abrir o jumper *SJ1* e aplicar até 12 volts na entrada *UVCC*.



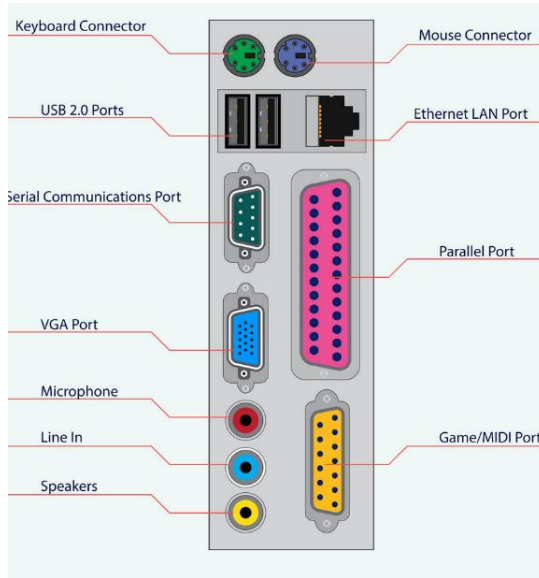
E, na próxima página, veja como são distribuídas as muitas portas do Arduino Pro Micro pelos seus pinos. Dos 24 pinos desse Arduino, 3 são *ground* (*GND*), um tem a tensão que alimenta a placa (*VCC*), um outro é reset (*RST*), e um sexto pino é a entrada do regulador da fonte (*RAW*), depois do diodo *D2* no diagrama mostrado acima; os outros 18 pinos podem ser todos portas digitais, alguns podem ser programados como portas de entradas analógicas; outros desses pinos digitais podem ser reprogramados como saídas PWM; e há ainda pinos que podem ser interface serial *I²C* (*Inter-Integrated Circuit*), um protocolo para interligação entre circuitos integrados, e também serial síncrona *SPI* (*Serial Peripheral Interface*).



Em nosso projeto vamos utilizar somente 5 dessas 18 portas: duas portas digitais, configuradas como entradas, e três portas analógicas.

A Porta Serial USB

O que normalmente chamamos de porta USB (*Universal Serial Bus*), é um barramento que foi criado por um grupo de grandes empresas de tecnologia (*IBM, Microsoft, Intel, NEC, HP* e outras) para unificar em uma só interface serial todas as outras até então existentes quando do surgimento do PC no anos 1980. Desde essa época e até recentemente tínhamos a porta paralela (*Centronics*) com 32 pinos, porta para *game/MIDI* com 14 pinos, porta serial RS-232C com 25 e depois com 9 pinos; e conectores *mini-DIN* para teclado e *mouse* tipo *PS/2* de 6 pinos. E ainda, para que o sistema operacional do PC reconhecesse o novo *hardware*, tínhamos que instalar um '*driver*' para cada dispositivo conectado a qualquer uma dessas portas.



Na figura acima vemos as principais portas de interface de um PC de uma década atrás. Hoje os modernos PCs vem com 4 ou mais portas USB; que substituem as antigas portas do teclado, do *mouse*, a serial RS-232 de 9 pinos, a paralela para impressora e a de *game/MIDI*.

A porta *VGA* de vídeo foi trocada pela *HDMI*; somente ficaram a porta *Ethernet* para acesso à *web* e as entradas e saída de áudio, agora P2.

São muitos os tipos de conectores USB; novos são lançados conforme os aprimoramentos da interface. Veja abaixo os mais comuns. Em nossa montagem, o cabo que deverá interligar o Arduino ProMicro e o PC onde o aplicativo vai ser executado deverá ter um conector *microUSB* numa ponta (para o Arduino) e um conector USB *tipo A* na outra (para o PC).



O conector *USB tipo A* é o mais comum, muito usado em *mouses* e teclados, tem 4 pinos somente. O pino 4 (fio preto) é o *GND (ground)*, é referência ou retorno para os outros 3 pinos: o pino 1 (fio vermelho) que fornece uma tensão de 5 volts (até 500 mA) direto da fonte do PC para alimentar o dispositivo conectado; e os pinos 2 (D+, fio branco) e 3 (D-, fio verde), onde vai o par trançado por onde os mesmos dados serão transmitidos de forma diferenciada, de modo a rejeitar os chamados 'ruídos de modo comum'. Essas linhas funcionam em 3,3 volts.

Um barramento USB pode comportar até 127 dispositivos conectados em paralelo. O fluxo de informações que trafega por esse barramento é controlado por um processador, chamado de *host*, onde roda um algoritmo. Cada dispositivo, chamado de escravo do *host*, não pode iniciar uma transmissão sozinho, deve aguardar sua vez. O *host* é quem determina qual dispositivo vai colocar dados no barramento e qual dispositivo vai recolher esses dados. Somente o *host* ou um dispositivo por vez pode colocar dados no barramento.

Quando o *host* coloca pacotes com endereço e conteúdo (chamados de *packets*) no barramento, todos os dispositivos naquela porta USB podem ler o endereço no pacote. Porém, um só dispositivo, aquele no endereço, vai poder abrir o pacote e ver seu conteúdo.

No nosso projeto da interface HID o *host* é nosso PC, onde vai ser executado um programa escrito em Python, que vai converter, com o Arduino ProMicro, movimentos humanos em sinais elétricos que vão interagir com o aplicativo *Google StreetView*.

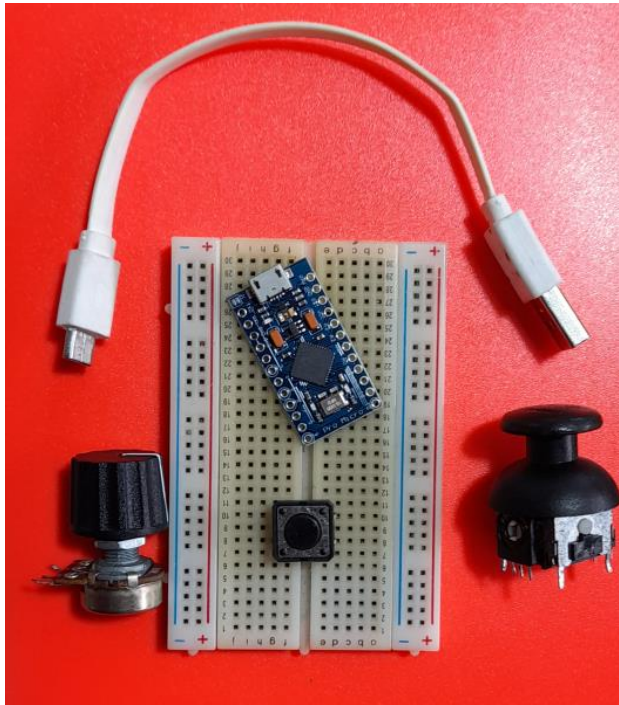
Human Interface Device

Voltemos então à nossa interface HID. Dissemos acima que o teclado, o *mouse*, o monitor e qualquer coisa que podemos conectar a um computador é um dispositivo de interface humana. Esses dispositivos, mesmo quando conectados pela primeira vez, podem ser facilmente reconhecidos pelos sistemas operacionais dos PCs sem a instalação prévia de *drivers* proprietários.

Um dispositivo HID-USB deve atender às especificações do protocolo USB da classe a que esse dispositivo pode pertencer. Existem classes para teclados, *mouses*, *joysticks* para *games*, e todo tipo de circuito conectado a uma porta USB.

O dispositivo que propomos montar é como um clone de um *mouse*. Um *mouse* na forma de uma manopla. Com essa manopla será muito mais fácil andar pelas ruas no *StreetView* da *Google*. Claro que o dispositivo poderá servir para navegar também dentro de outras plataformas digitais.

O que vamos precisar para montar o protótipo dessa nossa interface? Vamos precisar de um Arduino ProMicro, um cabo *USB tipo A para USB tipo micro*, um potenciômetro de 1K ohms, um *joystick* de controlador de *games* e um simples botão tipo *push-button*. E também um *protoboard* pequeno e fios para interligação dos componentes.



Vale lembrar que é preciso ter a linguagem Python instalada no seu PC. Vamos continuar criando nossos *scripts* em Python no *VSCode* da *Microsoft*, que conhecemos na citada série de artigos sobre Python para técnicos em eletrônicos publicada aqui na revista Antenna.

Em nossos primeiros experimentos vamos criar *scripts* simples com Python para controlar objetos simples, como leds e pequenos motores, e ler sinais de chaves e sensores, através do Arduino.

Primeiramente temos que ter o aplicativo do Arduino instalado no PC. Esse aplicativo é na verdade o *ambiente integrado de desenvolvimento (IDE – Integrated Development Environment)* do Arduino, uma plataforma para criação de *scripts* e interface com o PC.

Para instalar esse aplicativo sem custos, acesse a página do Arduino docs.arduino.cc e baixe e instale a versão do arquivo conforme o sistema operacional do seu PC. Há versões para Windows, MacOS e Linux.

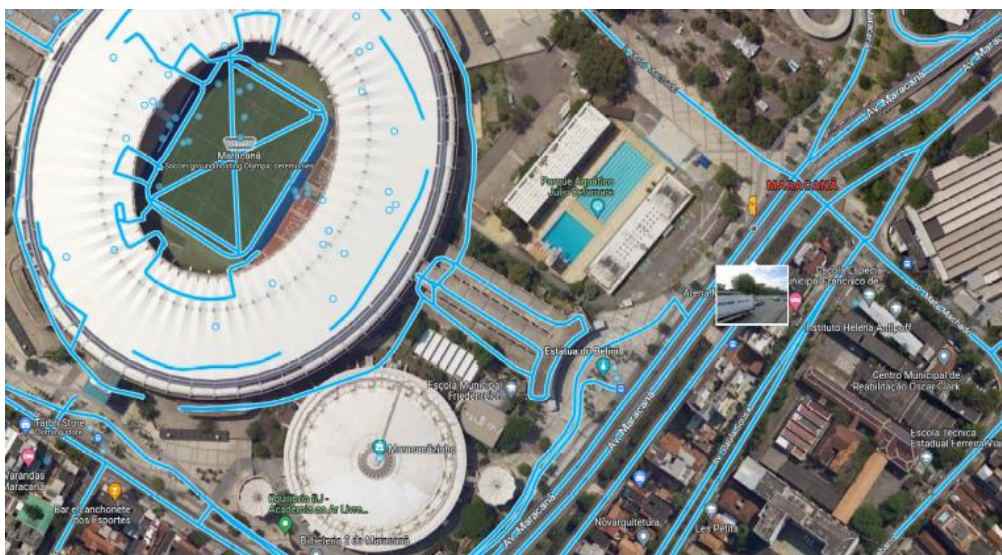
O que é o **StreetView** da **Google Maps**

O **StreetView** é um recurso de visualização panorâmica *on-line* em seqüências de fotos tiradas pelas ruas mundo a fora pela **Google**. As imagens no monitor podem ser navegadas pelo usuário usando o *mouse* ou atalhos no teclado do PC.

Como é navegar pelas ruas do **Google StreetView** com um mouse padrão? No próprio site da **Google**, endereço no final do artigo, tem todas as instruções de como usar essa ferramenta.

Mas tudo o que o usuário dessa ferramenta tem que fazer, depois de centralizar um mapa de ruas no monitor, é arrastar o *pegman*, o homenzinho laranja que fica esperando na parte de baixo e à direita da tela, e largá-lo numa rua que fica azul no mapa.

Veja uma amostra do mapa de ruas próximas ao maracanã no Rio de Janeiro. O *pegman*, na tela, junto à palavra **Maracanã**, pode ser solto em qualquer via na cor azul.

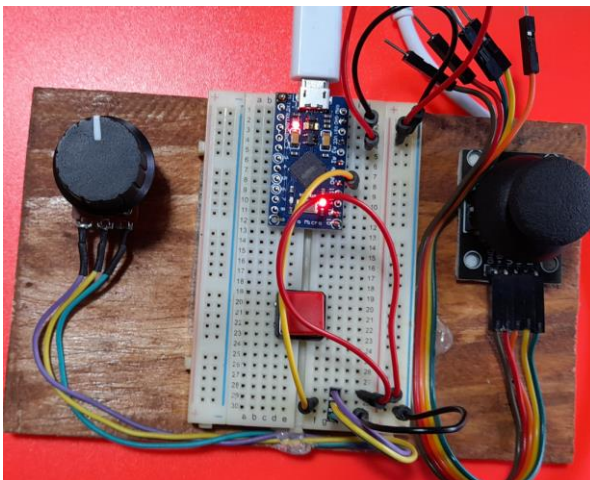


No teclado, as setas *à esquerda* e *à direita* movem as imagens no plano horizontal; as setas *para cima* e *para baixo* movem as imagens no plano vertical. As teclas '+' e '-' controlam o *zoom*.

Com o *mouse*, depois de arrastar e soltar o *pegman* numa rua, clique e segure o botão esquerdo e mova o *mouse* para cima e para baixo; depois para esquerda e para direita. Gire toda a vista em 360° arrastando as imagens somente à esquerda, ou à direita. O botão central de rolagem do mouse serve para controlar o *zoom* (o mesmo que as teclas '+' e '-').



Para andar pelas ruas, avance o cursor do *mouse*, na forma de uma ponta de uma seta num círculo, e clique sobre a imagem. Vá avançando pela rua e clicando. Vire à esquerda ou à direita na rua clicando e segurando e movendo o *mouse*.



Bem, depois desse passeio pela avenida maracanã, por aqui fechamos essa primeira parte do nosso projeto. Na segunda parte vamos montar o protótipo da interface HID num *protoboard* como na foto ao lado, e fazer alguns experimentos de leitura de potenciômetros e sensores com *scripts* em Python.

Até lá!

LINKS:

Google Maps Street View:

<https://support.google.com/maps/answer/3093484>

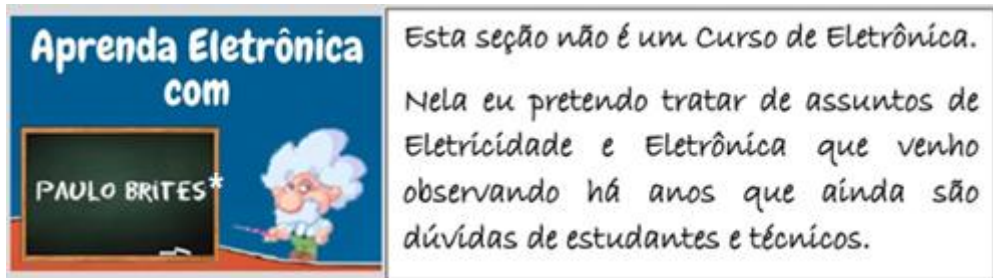
Arduino Pro Micro:

<https://www.codrey.com/learn/arduino-pro-micro-primer/>

<https://learn.sparkfun.com/tutorials/pro-micro--fio-v3-hookup-guide/all>

<https://www.shellhacks.com/arduino-pro-micro-reset-restore-bootloader/>

<https://learn.sparkfun.com/tutorials/pro-micro--fio-v3-hookup-guide/troubleshooting-and-faq>



Osciloscópio Versus Analisador de Espectro – Qual a Diferença?

De uma maneira bem resumida, a principal diferença entre um osciloscópio e um analisador de espectro é que o primeiro trabalha no domínio do tempo e o segundo no domínio da frequência.

Talvez você esteja querendo perguntar que história é essa de “domínio” do tempo e da frequência.

Eu trato deste tema no meu e-book [Osciloscópio sem Traumas](#) e no meu curso *online* [Descomplicando o Osciloscópio](#), mas não custa nada repetir aqui para os leitores da Antenna que, porventura, ainda tenham dúvidas sobre o assunto.

Aliás, aproveitando o ensejo, comunico que a partir desta edição os leitores terão desconto de 20% nos meus e-books e cursos usando o cupom **SOUANTENNÓFILO** lá na Hotmart, exceto os que estiverem em promoção.

Depois dos “comerciais”, retornemos ao tema começando pelo termo **domínio**. A palavra domínio pode assumir diferentes significados a depender da área em que for utilizada.

E esta não é a única que admite mais de um significado e muitas vezes bem diferente daquele que usamos no dia a dia quando estamos a estudar um assunto específico. No caso dos osciloscópios e analisadores de espectro o termo domínio vem da matemática ou, mais especificamente, do estudo das funções.

Um pouco de matemática sem traumas

De modo bem superficial, o que os matemáticos chamam de função é um “tipo” de relação entre duas grandezas, que eles, os matemáticos, chamam de **variáveis**. Olhe-mos isto no “mundo” dos sinais elétricos que costumamos chamar de ondas.

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

Uma onda bastante conhecida nossa é a onda senoidal, aquela que está presente, por exemplo, nas tomadas de nossas casas e a qual nos referimos como tensão senoidal ou, simplificada, apenas como tensão.

Que tal dar uma olhada na fig.1 para entender as **duas variáveis** de uma da senoidal: o ângulo α , no eixo horizontal, expresso em graus ou radianos, e amplitude A no eixo vertical.

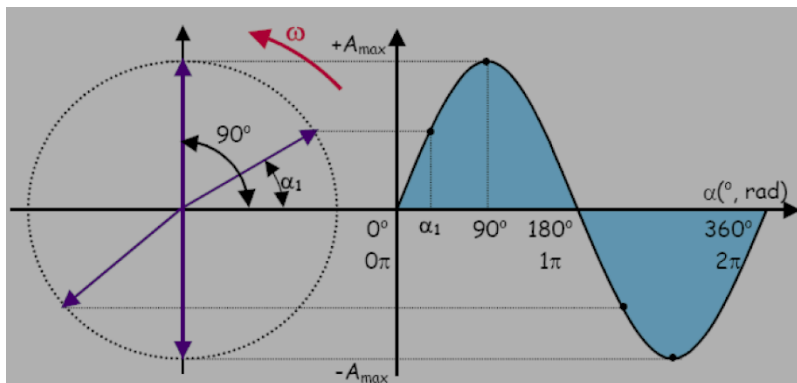


Fig. 1 – Representação de uma onda senoidal

Antes que você reclame que no osciloscópio não aparece esse tal de ângulo α , seja em graus ou radianos, acalmemos seus miolos, que podem estar prestes a começar a fritar, apresentando a fig.2, que deve lhe ser, esperamos que sim, mais familiar.

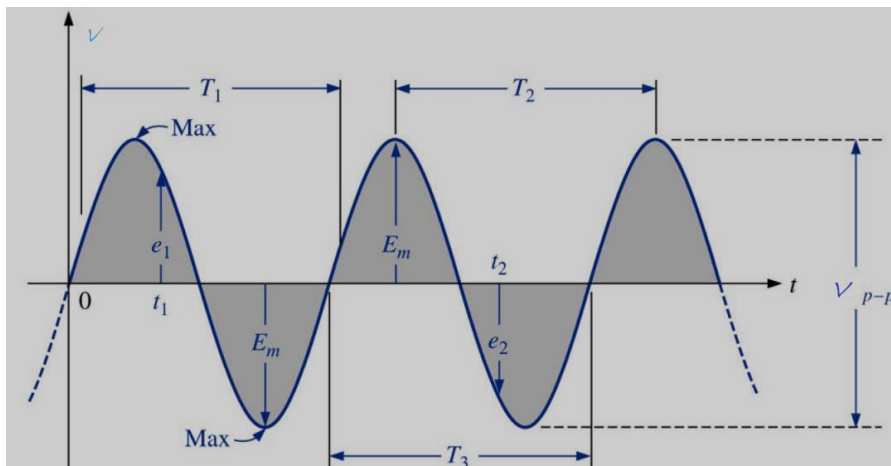


Fig. 2 – Representação gráfica de uma tensão senoidal

Na fig. 2, o eixo vertical não traz grandes mudanças e apenas deixou de ser expresso pela letra a , de amplitude; aparece com a letra v ou e , mais usual para tensão ou, em linguagem coloquial, voltagem, como também podemos nos referir a esta grandeza elétrica.

A “grande mudança” está no eixo horizontal onde temos a letra t que você, espertamente, já desconfiou que deve se referir a tempo.

Ops! Será que o tal **domínio do tempo** vem daí? Se você pensou nisto, parabéns, é sinal de que você está começando a entender matemática, sem traumas.

Aqui, talvez caiba um parêntese, antes que algum professor de matemática de plantão venha reclamar que isto não é a definição de domínio; responda-lhe fraternalmente que de pouco adianta saber a definição formal de um conceito se não entendemos o que ele significa na prática.

Trocando em miúdos, o **osciloscópio opera no domínio do tempo** porque seu eixo horizontal não está graduado em frequência, seja em hertz, quilohertz ou megahertz e sim em segundos, milissegundos ou microssegundos e talvez seja esta a primeira dificuldade que os estudantes ou técnicos têm para utilizá-lo.

Eles foram “treinados” para pensar em frequência e não em período. Uma vez que mencionei frequência e período, que tal juntar *lé com cré* para estender porque o **analisador de espectro opera no domínio da frequência?**

Viajei? Então, vem comigo nessa viagem.

Um pouco de Física numa hora dessas

Se você voltar a olhar atentamente a fig.1 verá que tem uma letrinha em vermelho que parece um “w utilizado”, mas na verdade é a letra grega ômega (ω) na sua “versão” minúscula. É o mesmo ômega que usamos para resistência, que aparece assim, Ω , porque está a versão maiúscula.

O ômega minúsculo (ω) costuma ser utilizado na Física para representar a **velocidade angular** em um movimento circular uniforme (MCU) e este é exatamente o caso do lado esquerdo da fig.1, que vai repetido abaixo na fig.3 para facilitar a análise.

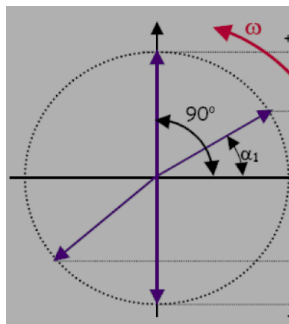


Fig. 3 – Representação de um MCU.

Quando olhamos o velocímetro de um carro vemos lá km/h, ou seja, quilômetros por hora. Esta é a **velocidade linear** do carro que expressa o “caminho linear” percorrido pelo veículo por hora, mesmo que ele esteja fazendo uma curva.

Entretanto, no MCU (fig.3), às vezes, o que estamos interessados em estudar é a variação percorrida pelo ângulo α_1 no tempo, por isso iremos chamamos de **velocidade angular** e representamos por ω para não ser confundida com a velocidade linear que representamos por v e assim podemos escrever

$$\omega = \frac{\alpha}{t} \quad \text{Eq. 1}$$

Para uma volta completa α é igual 2π **radianos** e o tempo t é denominado **período** representado pela letra **T** maiúscula e a Eq.1 passa a ser escrita como

$$\omega = \frac{2 \cdot \pi}{T} \quad \text{Eq.2}$$

Considerando que

$$f = \frac{1}{T} \quad \text{Eq.3}$$

A Eq. 2 pode ser escrita como

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad \text{Eq.4}$$

que é um formato mais usual quando lidamos com sinais elétricos e que é o objetivo principal deste artigo.

E para que serve tudo isso ou o que perguntam por aí?

Todo este blábláblá foi para mostrar a principal diferença entre o osciloscópio e o analisador de espectro.

Resumindo: - o osciloscópio opera no domínio do tempo, enquanto o analisador de espectro o faz no domínio da frequência.

Antes de começar a tratar mais profundamente sobre o analisador de espectro, que tal aproveitar esta introdução para mostrar que estas coisas apresentadas aqui costumam aparecer em questões de concursos para técnicos em eletrônica?

Veja só que questão molezinha - para quem leu este artigo - que caiu num **concurso para Técnico de Eletroeletrônica da Universidade Federal do Amapá**.

Para um sinal de tensão alternada que pode ser representado por $v(t) = 20\text{sen}(120\pi t)$ no SI (sistema Internacional), onde t é o tempo, são feitas as seguintes afirmações:

- I) Seu período é 120s
- II) Seu valor eficaz é 14,4V
- III) Sua amplitude é 20V
- IV) Sua frequência é 60Hz

Estão **CORRETAS** apenas

- (a) I e II
- (b) I, III e IV
- (c) II e III
- (d) II, III e IV
- (e) I, II e IV

Começemos analisando a expressão $v(t) = 20\text{sen}(120\pi t)$.

Embora o texto só mencione “tensão alternada”, fica evidente quando olhamos a expressão acima que ela é senoidal.

A forma geral de expressarmos uma onda senoidal qualquer, como a mostrada na fig.2, por exemplo, é

$$v(t) = V_{\text{máx}} \text{sen}(\omega t) = V_{\text{máx}} \text{sen}(2\pi f t)$$

Onde $V_{\text{máx}}$ é o **valor máximo, valor de pico** ou **amplitude** que a onda assume a cada quarto de ciclo.

Sabendo disso, já podemos concluir que a amplitude é 20V e, portanto, o valor eficaz ou RMS é $20 \times 0,707 = 14,4\text{V}$.

Logo, as opções II e III estão **CORRETAS**.

Dizem que o apressado come cru; se você é um deles, marcou a letra c e vai ter uma indigestão quando olhar o gabarito.

Mas, uma coisa é certa: as opções a, b, e estão ERRADAS; entretanto, falta verificar a afirmativa IV, que diz que a frequência é 60Hz.

O desconfiômetro me diz que é 60Hz, então a resposta CORRETA seria opção d. Vamos conferir?

E isto está expresso em $120\pi t$.

Então a frequência é 120Hz?

NÃO! Lembre-se que a Eq. 4 nos dá $\omega = 2\pi f$ logo $120\pi = 2\pi f$ ou simplesmente $120 = 2f$.

Bingo! A frequência é 60Hz, o que confirma que a opção IV está CORRETA e a resposta “boa” é a letra d.

Molezinha, não é mesmo?

E, finalmente, o analisador de espectro

Meu primeiro contato com este equipamento foi no século passado, lá pelo idos de 1976, quando comecei a trabalhar na Embratel/Tanguá.

Eram equipamentos caríssimos e eu nem sonhava em comprar um.

A bem da verdade, nem tinha muito interesse, pois eram voltados para RF, o que não era muito a “minha praia”.

Sempre gostei mais de áudio, mas quis o destino, para quem acredita nisso, que eu caísse em telecomunicações.

Deixemos as nostalgias de lado e falemos dos “modernos” analisadores de espectro e, se você tem um osciloscópio digital, saiba que ele tem “embutido” uma função chamada FFT, que funciona como analisador de espectro e que eu descrevo numa das aulas o meu curso *on line* [Descomplicando o Osciloscópio](#).

Antes de prosseguirmos que tal dar uma olhada na fig.4, que mostra o que você vê na tela de um osciloscópio e na tela de um analisador de espectro?

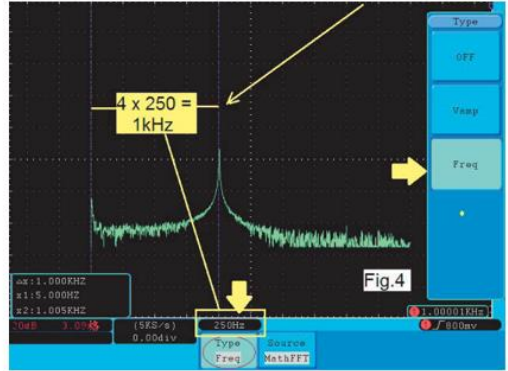
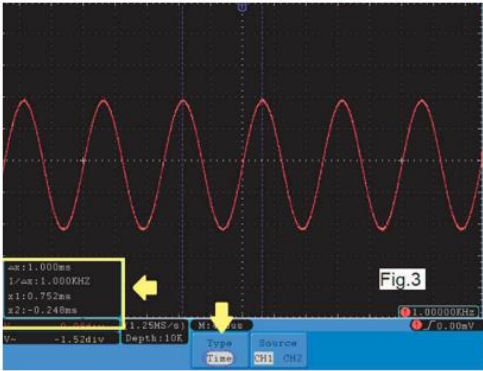


Fig. 4 – Senoide de 1kHz no domínio do tempo e no domínio da frequência (figuras extraídas do e-book Osciloscópio sem Traumas)

Nas duas figuras temos uma senoide “perfeita” de 1kHz. Na da esquerda ela aparece no domínio do tempo e tem o formato com o qual estamos acostumados.

Quando olhamos para o lado direito não identificamos a mesma senoide e se você não está acostumado com sinais no domínio da frequência, além de achar estranho, irá pensar que não serve para nada.

Ledo engano.

Olhemos a fig.5. Na esquerda temos uma senoide distorcida, mostrada no domínio do tempo (osciloscópio), na direita podemos ver os harmônicos que compõem esta senoide quando estamos no domínio da frequência (analisador de espectro).

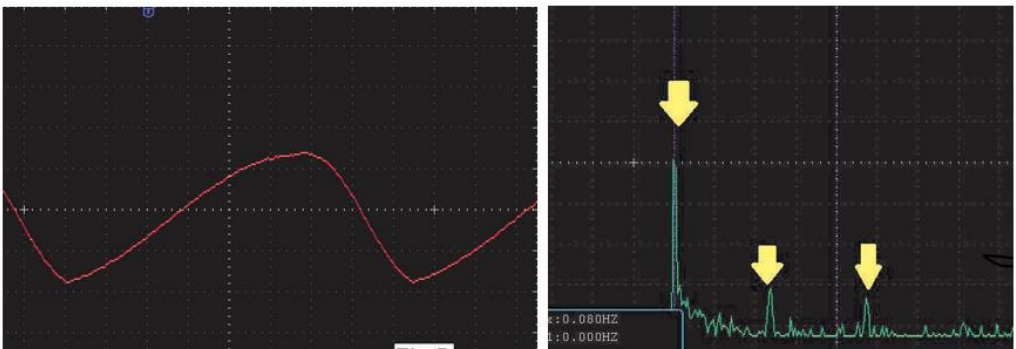


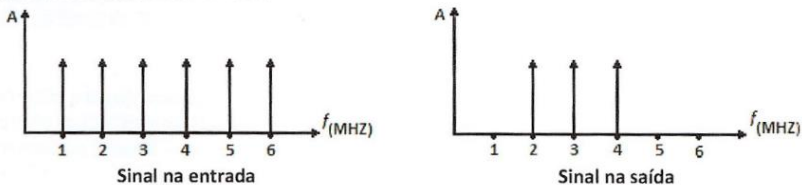
Fig. 5 – Senoide distorcida no domínio do tempo e no domínio da frequência (figuras extraídas do e-book Osciloscópio sem Traumas)

Percebeu agora qual seria a vantagem em inspecionar uma forma de onda no analisador de espectro? Ao observar um sinal no domínio da frequência descobre-se quais os harmônicos que estão “escondidos” no sinal original.

Mais uma questão de concurso

Esta caiu na prova para Técnico em Eletrônica do CNEM em 2014.

A figura a seguir ilustra os espectros de frequência na entrada e saída de um circuito eletrônico. Em relação à função deste circuito, assinale a alternativa correta.



- A) Filtro passa-faixa com frequência central de 4 MHz.
- B) Filtro passa-faixa com frequência central de 3 MHz.
- C) Filtro passa-alta com frequência de corte de 2 MHz.
- D) Filtro rejeita-faixa com frequência central de 5 MHz.
- E) Filtro passa-baixa com frequência de corte de 4 MHz.

Embora as figuras não mostrem a tela de um analisador de espectro, dá para perceber que se trata disso se observarmos que o eixo horizontal está no domínio da frequência.

O candidato precisaria também saber como funcionam os filtros e aí era só bater o olho e responder.

Deixo o desafio para os leitores.

Por enquanto é só, esta foi uma abordagem preliminar, mas o assunto não se esgota por aqui.

No próximo mês o aprofundarei mais.

Como sempre, dúvidas e sugestões podem ser encaminhadas para o meu e-mail.

contato@paulobrites.com.br

Capacitores de Acoplamento em Áudio

Marcelo Yared*

As análises que faço para publicação em Antenna seguem, com bastante aproximação, as feitas pela saudosa dupla GAPJr e Pierre Raguenet nos tempos da edição exclusivamente impressa.

A tecnologia evoluiu muito desde então, mas um conjunto de gerador de sinais, voltímetro CA e de analisadores de áudio, além de cargas resistivas e osciloscópio, ainda é o básico para a avaliação objetiva de amplificadores, prés, sonofletores, equalizadores e outros equipamentos comuns. Os equipamentos disponíveis para o amador moderno são muito bons, capazes de medir com precisão superior aos das décadas de 1970 e 1980, a custos razoáveis. Uma boa placa de áudio para PC e software na casa de algumas centenas de dólares, dos quais há, inclusive, versões gratuitas, já bastam.

Nosso colaborador Francisco Monteiro, por exemplo, criou e comercializa um software poderoso de análise, o [CrossLite+](#), que pode trabalhar com interfaces sofisticadas e também com placas de captura mais simples. Quem quiser conhecer pode acessar seu sítio ou entrar em contato por ele, no link em Antenna (aba Colaboradores).

No nível do software do Francisco Monteiro, temos as interfaces e instrumentos profissionais para análise de áudio. São equipamentos na casa das dezenas (ou mesmo centenas) de milhares de dólares, e inacessíveis, normalmente, para os pobres mortais, amadores e DIYers. Um exemplo é este [Audio Precision](#).

Unprecedented Performance

With a typical residual THD+N of -120 dB and over 1 MHz bandwidth, the APx555 surpasses the analog performance of all other audio analyzers, including a 5 dB improvement compared to our legacy 2700 Series analyzer. Add to this FFTs of 1.2 million points and full 24-bit resolution, and you have performance unmatched by any other instrument.



No meu caso, utilizo duas interfaces: uma placa de PC devidamente adaptada e um hardware específico, para medições em dispositivos com entradas e saídas balanceadas.

Os dois equipamentos têm excelente performance para medições tradicionais, chegando, a placa de PC, a residuais da ordem de 0,0001% de distorção harmônica, em ponderação A, a 1kHz, com ruído na casa de -111 dBFS.

* Engenheiro Eletricista

Utilizar placas de áudio de PC é uma solução muito boa, mas padece de um problema: uma interface desse tipo não é feita para suportar sinais elevados em suas entradas. Precisam de um estágio de atenuação para permitir a análise de sinais que podem atingir 100Vrms, ou mais, no caso de amplificadores mais potentes.

E este é um problema sério. Construir atenuadores não é difícil, mas fazê-los com baixa distorção e ruído, e protegidos, é complicado.

Nas análises de distorções e ruídos da ordem de 0,0001%, mesmo o comprimento do cabo que leva o sinal à interface pode prejudicar significativamente a medição.

A resposta em frequência é outro problema: somente algumas das interfaces de áudio mais caras, normalmente para uso em estúdio, apresentam resposta que ultrapassa os 100kHz. Isso normalmente não é problemático para análise de distorções, mas dificulta a medição de respostas mais extensas, que muitos projetos modernos (e não tão modernos), apresentam. Neste caso, medir com a tradicional varredura manual de frequências resolve, e, também, muitos osciloscópios atuais apresentam a função de “Bode Plot”, que resolve a questão.

Muito bem, mas o leitor mais atento pode estar se perguntando: *Tá bom, mas o que tudo isso aí tem a ver com capacitores de acoplamento de áudio?*

A explicação também leva mais algumas linhas, mas creio que é interessante.

Como já citado, um grande problema na utilização dessas placas é a proteção das entradas e, no meu caso, utilizo um circuito passivo, com resistores, diodos LED e potenciômetros multivoltas, que é bem efetivo. Agrega muito pouco ruído e distorção à placa de áudio, exatamente pela sua simplicidade.

Ao adquirir uma nova placa para essa função, superior à atual, repliquei a solução acima para ela, e esperava obter resultados superiores nos testes em *loopback*, mas não foi o caso. Descobri que, com as entradas e saídas da nova placa são balanceadas, a utilização em modo não balanceado resulta em uma performance bastante inferior, particularmente no caso das saídas.

Com isso precisei modificar a interface e agregar estágios que converter saídas balanceadas em desbalanceadas e entradas balanceadas em desbalanceadas.

Fui à prancheta e ao simulador e bolei as interfaces, que utilizam amplificadores operacionais de baixíssima distorção e uma fonte de baixo ruído também. Ela precisa ter proteção contra DC na entrada, e, assim, precisei agregar capacitores no circuito.

E aí começou uma complicação: capacitores em série com o sinal o degradam. Dependendo do nível de distorção envolvido, isso pode ser significativo.

Como as impedâncias de entrada e de saída dos adaptadores devem ficar na casa de $2k\Omega$ e a frequência de corte inferior da interface é de 20Hz (-1dB), com queda gradativa até bem próximo de CC, o capacitor de acoplamento a ser utilizado precisa ter valor elevado.

Para circuitos de áudio, o melhor capacitor para a função seria o de polipropileno, mas capacitores desse tipo, da ordem de dezenas de microfarads, são grandes e caros, dificultando a montagem.

É tentador utilizar capacitores eletrolíticos para isso, muito menores para as mesmas capacitâncias; mas será que eles irão agregar distorção e ruído significativos à interface?

Este é um assunto que, por vezes, gera alguma controvérsia, e duas referências interessantes sobre ele estão listadas abaixo.

<https://linearaudio.nl/cybil-batemans-capacitor-sound-articles>, que é um trabalho de altíssima qualidade sobre o assunto e leitura obrigatória, emho, para quem projeta circuitos de filtros.

<https://audioxpress.com/article/practical-test-measurement-stop-worrying-about-coupling-capacitors>

Também o Douglas Self, em seu (excelente) compêndio sobre circuitos de pequenos sinais em áudio (Small Signal Audio Design 3ª edição, página 80, Routledge) nos mostra o seguinte:

“A minha opinião é que eletrolíticos nunca devem, em nenhuma circunstância, ser usados para definir constantes de tempo em áudio. Deve haver uma constante de tempo no início do caminho do sinal, com base em um capacitor não-eletrolítico, que determina o limite inferior da largura de banda e todas as constantes de tempo baseadas em eletrolíticos devem ser muito maiores, para que os capacitores eletrolíticos nunca possam ter tensões de sinal significativas neles e, portanto, nunca gerem distorção mensurável.”

Para demonstrar o tamanho do problema, Self fez um teste com um circuito típico passa-altas, utilizando um capacitor eletrolítico, (figura 2.19 da mesma referência) que é mostrado na figura a seguir.

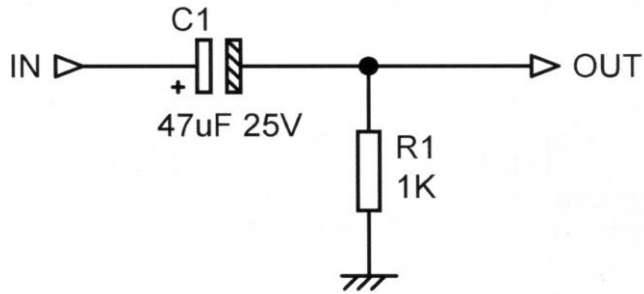


Figure 2.19 High-pass test circuit for examining electrolytic capacitor distortion.

Ele aplicou sinais de amplitude elevada na entrada e mediu a distorção que o circuito agregou à saída, varrendo o espectro de frequências audíveis e obtendo o seguinte resultado (figura 2.20 da mesma referência):

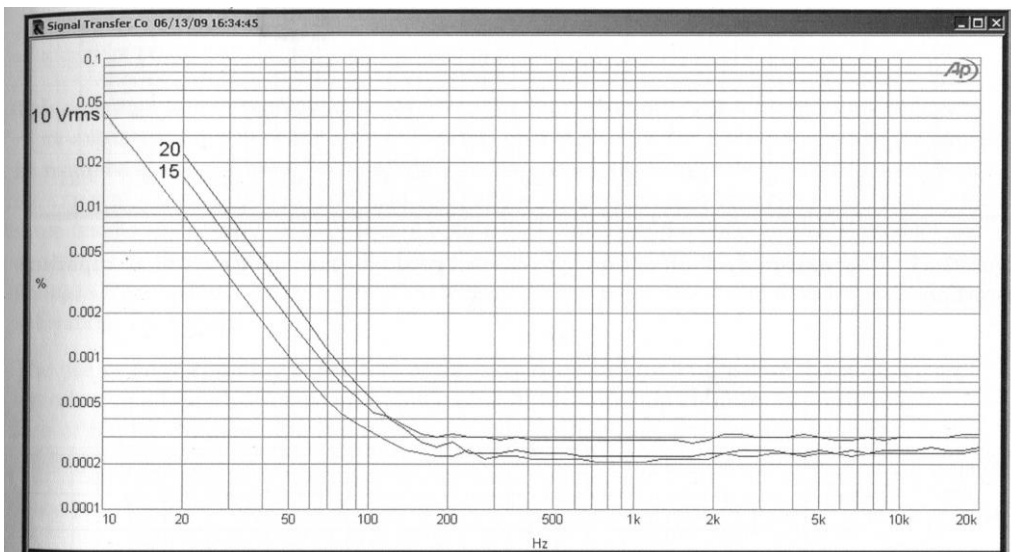


Figure 2.20 Electrolytic capacitor distortion from the circuit in Figure 2.18. Input level 10, 15, and 20 Vrms.

Com a frequência de corte do filtro da figura 2.19 em torno de 3,4Hz, as medições mostram a grande distorção que o circuito agregou ao sinal, até 200Hz, e que piora com o aumento da amplitude.

Assim, aqueles capacitores eletrolíticos bipolares usados antigamente (e ainda hoje) em divisores de frequência de sonofletores são inadequados para essa função. Neste caso, o estudo do Bateman, já citado, mostra que, para esse tipo de divisor, passivo, com tensões elevadas, capacitores de polipropileno, são adequados.

Mas temos que distinguir duas funções para os acoplamentos com capacitores, que seriam isolar componentes contínuas (CC) entre estágios e estabelecer constantes de tempo para eles.

Está claro que eletrolíticos não devem ser usados em filtros, para o estabelecimento de frequências de corte e outras funções em que haja tensão CA entre seus terminais maiores que alguns milivolts.

No primeiro caso, que seria desacoplar CC inter-estágios, desde que a tensão CA entre seus terminais seja ínfima, vejamos o que ocorre.

No mesmo capítulo, Douglas Self resolveu tornar a capacitância maior em seu circuito da figura 2.19, ou seja, levar a frequência de corte do filtro de teste para um valor muito inferior, utilizando eletrolíticos, com os seguintes resultados:

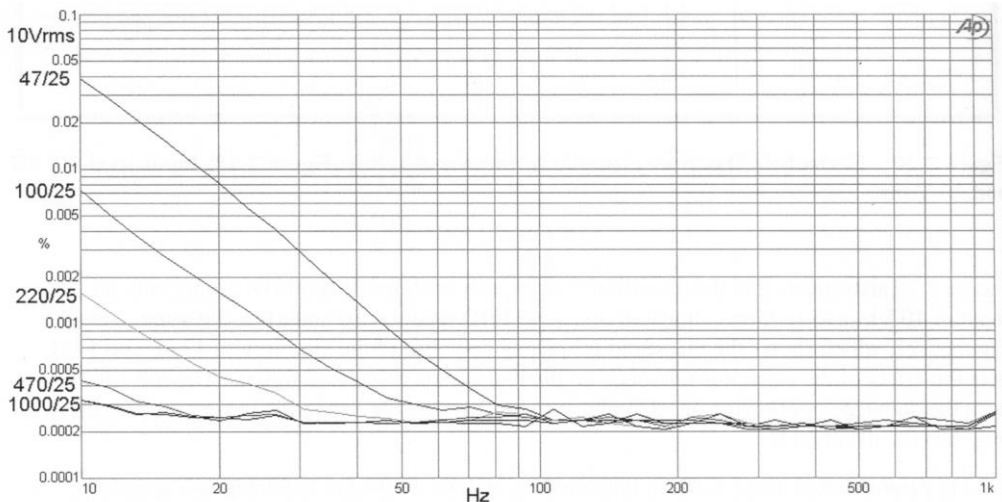


Figure 2.22 Reducing electrolytic capacitor distortion by increasing the capacitor value. Input 10 Vrms.

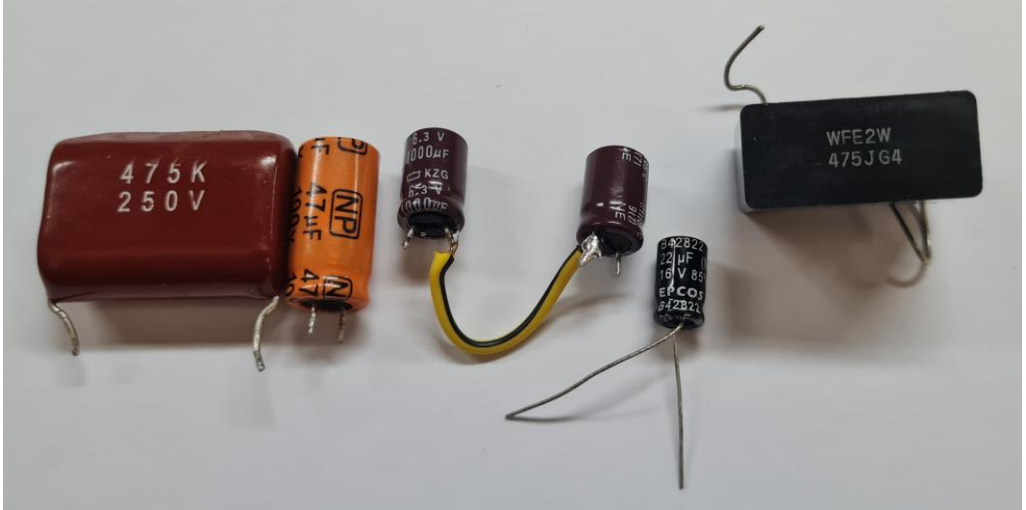
Observem o capacitor de 1000uF estabelece a frequência de corte do filtro em aproximadamente 0,16Hz, e a distorção à saída é praticamente a residual do equipamento de medida dentro da faixa audível de frequências

Então, o hobista que projeta seus circuitos de áudio deve ficar atento; se for desacoplar DC, pode usar eletrolíticos, bipolares de preferência, desde que seu valor seja tal que gere constantes de tempo muito mais altas do que aquelas com as quais seu circuito vai operar, respeitadas as questões de estabilidade do circuito.

A análise de Self considera sinais na casa da dezena de volts. Ele mesmo mostra que conforme a tensão aumenta a distorção sobe também. Mas, o que ocorre com sinais de menor amplitude?

O trabalho do Bateman leva isso em consideração e, neste caso, que é o do meu projeto de atenuador, será que eletrolíticos poderiam ser utilizados?

Providenciamos alguns capacitores comuns para verificar isso. Todos despolarizados.

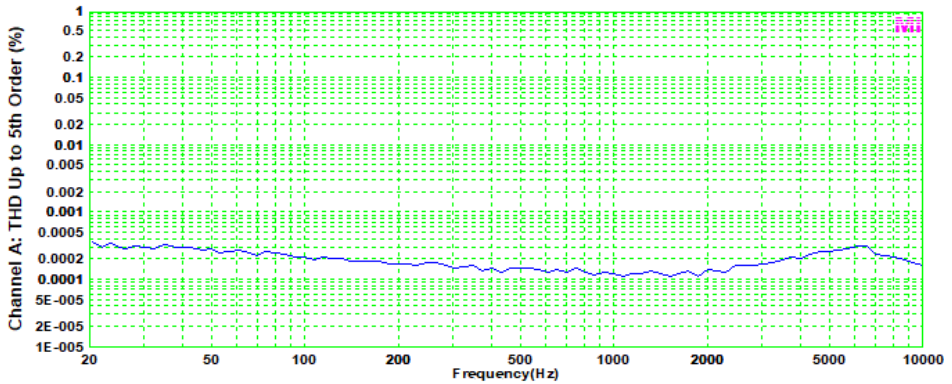


O mais à esquerda é de poliéster, retirado de uma fonte de PC e o mais à direita é de polipropileno, da Panasonic. Ao centro, temos dois capacitores de $1000\mu\text{F}/6,3\text{V}$ da Nichicon, em configuração bipolar, e um Epcos de $22\mu\text{F}$, além de um eletrolítico de $47\mu\text{F}$, de marca desconhecida. Os dois capacitores de filme têm capacitância bastante inferior e, em nosso teste, irão levar a constantes de tempo menores.

Construímos dois cabos simples, bem curtos, com garras-jacaré e os ligamos à entrada e à saída de nossa interface atual para a execução dos testes.

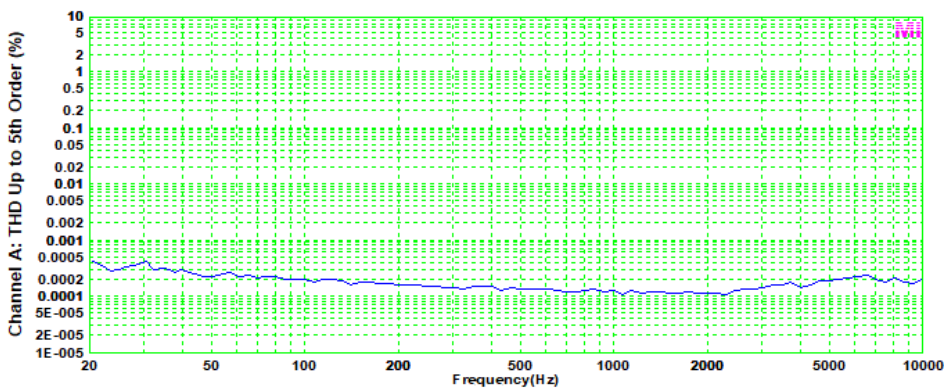


Essa configuração, em *loopback* (uma garra-jacaré ligada na outra), gerou o seguinte comportamento residual do sistema, com a impedância de entrada de 20k Ω e 400mV.

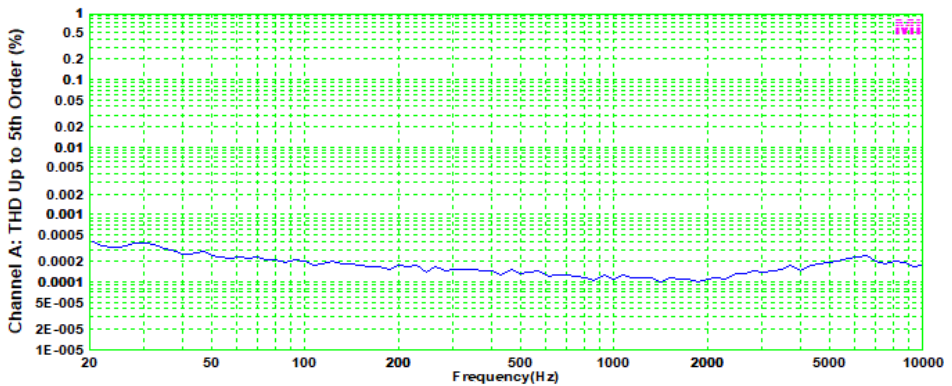


Vejamos agora se a colocação dos capacitores altera esse comportamento.

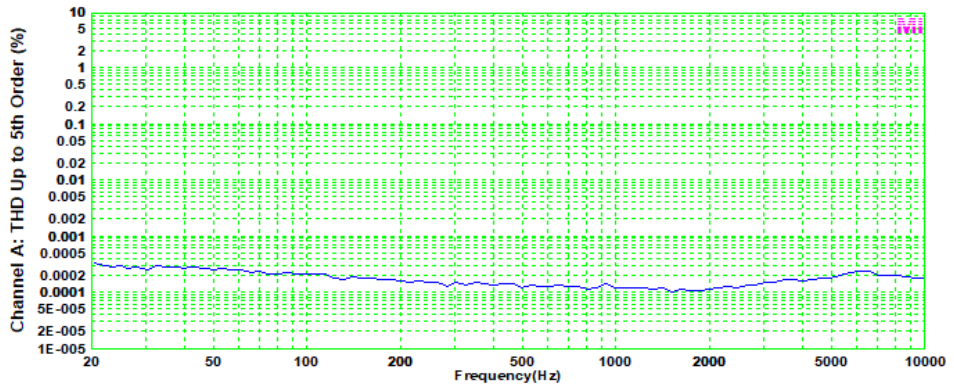
Capacitor de polipropileno – 4,7 μ F ($f_L=1,7$ Hz)



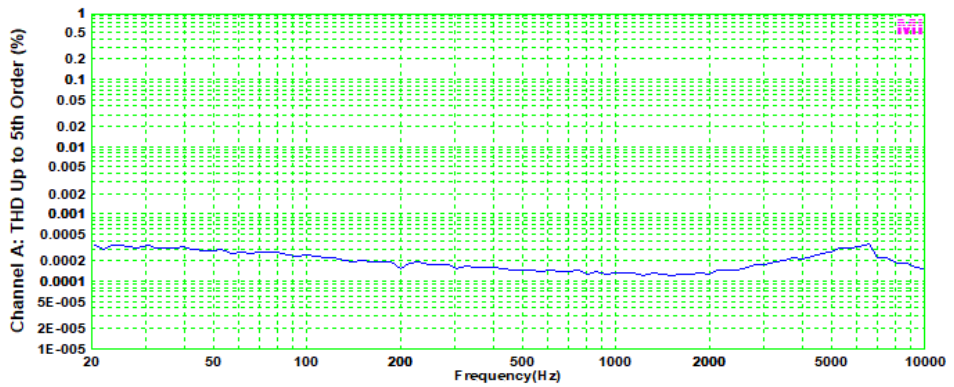
Capacitor de poliéster – 4,7 μ F ($f_L=1,7$ Hz)



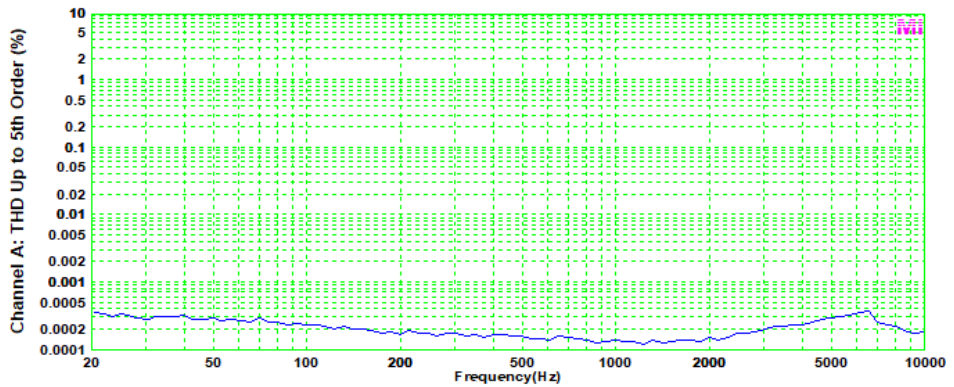
Capacitor eletrolítico bipolar – 22 μ F ($f_L=0,36$ Hz)



Capacitor eletrolítico bipolar – 47 μ F ($f_L=0,16$ Hz)



Capacitor eletrolítico bipolar – 2x1000 μ F em série ($f_L=0,016$ Hz)



Os resultados, nada obstante terem sido de apenas uma unidade de cada componente, nos mostram o seguinte:

- não há, nesse nível de sinal, diferença significativa nos níveis de distorção dos capacitores e eles são praticamente idênticos à residual do sistema;
- apesar de não mostrados, todos apresentaram ruído abaixo de -105dBFS em toda a faixa de frequências, com curvas idênticas (na verdade, uma linha reta de 20Hz a 20kHz);
- da mesma forma, a distorção mais ruído ficou entre 0,0008% e 0,001%, praticamente idêntica para todos os capacitores medidos.

Elevamos os valores de sinal um pouco mais, até em torno de 1Vrms, e não houve diferença significativa, também.

Então, de uma forma geral, para o caso das distorções e ruídos apresentados:

Em filtros, particularmente nos passivos, que trabalhem com excursões de sinal significativas, nunca use capacitores eletrolíticos; é o caso típico de divisores de frequência de sonofletores. Polipropileno, principalmente pelo seu custo vis-à-vis suas características técnicas, é a opção indicada.

No caso de capacitores de acoplamento, se eles não levarem a constantes de tempo que sejam significativas para o sinal, podem ser utilizados eletrolíticos, mas sob as condições acima colocadas.

No caso de capacitores que definem frequências de corte em estágios de entrada de pré e amplificadores, utilize preferencialmente polipropileno.

Quando usados apenas para acoplamento de entrada (provavelmente 99% dos casos), os “cartuchões” de polipropileno, ou mesmo de outros materiais sofisticados, que vemos nos equipamentos “*high-end*” ou mesmo em montagens caseiras são apenas desperdício de espaço e dinheiro, neste aspecto, pois normalmente as marcas sofisticadas cobram muito caro por seus produtos.

Em um caso interessante, de meus projetos mesmo, sempre utilizo um capacitor de polipropileno de 4,7 μ F na entrada dos amplificadores que construo. Como, normalmente, a impedância de entrada é da ordem de 18k Ω , a frequência de corte seria de 1,88hz, aproximadamente, ou seja, para os níveis de sinal de entrada utilizados, um capacitor eletrolítico bipolar de uns 22 μ F, de boa marca, seria mais que suficiente, muito menor e muito mais barato. Passarei a utilizá-lo.

E ficamos por aqui. Saudações a todos.

Manual das Antenas para Radioamadores e Radiocidadões

Parte XI

Ademir Freitas Machado – PT9-HP

NOSSA ANTENA QUADRA CUBICA PARA VHF NA PRATICA

Vamos construir nossa antena quadra-cúbica, considerada a rainha das antenas, pelo seu alto ganho... e pelas dificuldades mecânicas apresentadas.

Adotamos o estilo “diamante”, que, embora aproxime mais o quadro do chão, dá mais firmeza nos quadros e facilita a colocação do cabo coaxial próximo ao tubo de PVC.

Cada quadro da antena é suportado por uma cruzeta de PVC de boa qualidade e tubos também o mais retilíneos possível. Veja os detalhes nas fotos.

NOTA: nem toda antena com irradiantes ou refletores (Yagi e Quadra Cúbica) necessitam de um acoplador de impedâncias para ajuste correto, pois alguns programas fazem cálculo para uso direto de linhas de 50 ohms, mas pode haver perda de ganho, direcionalidade, etc. Uma antena dipolo não precisa de acopladores de impedância.

Eis as medidas da antena para a faixa de RADIOAMADORES – 144 MHz:

REFLETOR: 2,165 metros de comprimento total de fio 10 – vareta diagonal tem 76cm
Cada lado do elemento tem 54cm

IRRADIANTE; 2,11 metros de comprimento total de fio 10 Cada lado do elemento tem 52cm – vareta diagonal tem 74cm

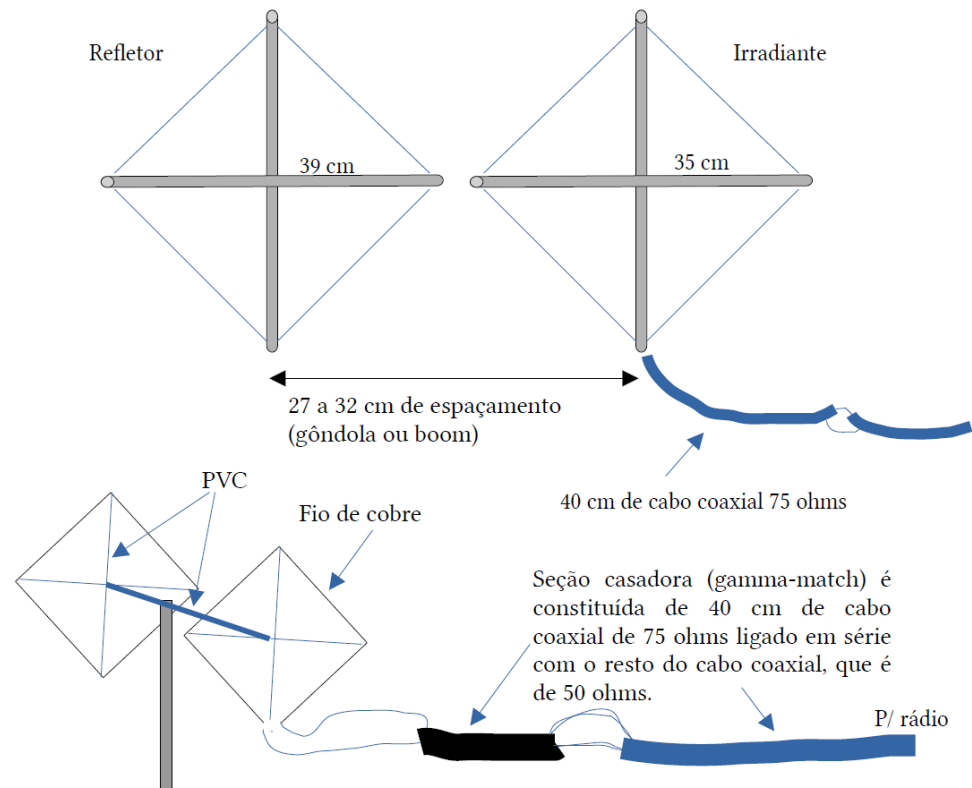
Espaçamento na vareta (spreader), onde vai o furo para passar o fio:

Refletor: do centro para a ponta: 39cm

Irradiante: do centro para a ponta: 35cm

A gôndola (boom) tem 27cm de comprimento total, que é o espaçamento ideal entre os dois elementos. Nada impede usar um pouco maior, para ajustes.

NOTA: o desenho abaixo mostra os elementos lado a lado, mas na montagem final, eles estão defronte um ao outro!



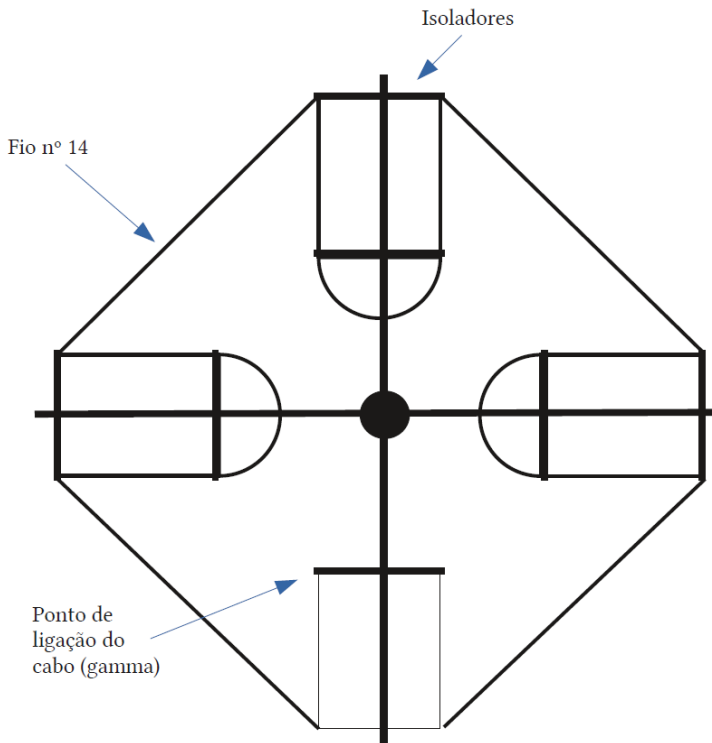
Quadra Pfeiffer - Quadra Cúbica encurtada

Que tal construir uma quadra-cúbica para 40 metros... . rotativa?! É possível, pois o colega Andrew Pfeiffer K1KLO desenvolveu uma maneira de encurtar uma antena quadra, a ponto de uma para 40 metros ter o quadro menor que uma cúbica comum para 10 metros. A mudança consiste em se fazer o quadro em forma de uma cruz de Malta. Duplicando ou triplicando os quadros, a redução é drástica. Para detalhes, procurem na internet, que encontrarão um manual fornecido pelo autor, com todas as dimensões da antena.

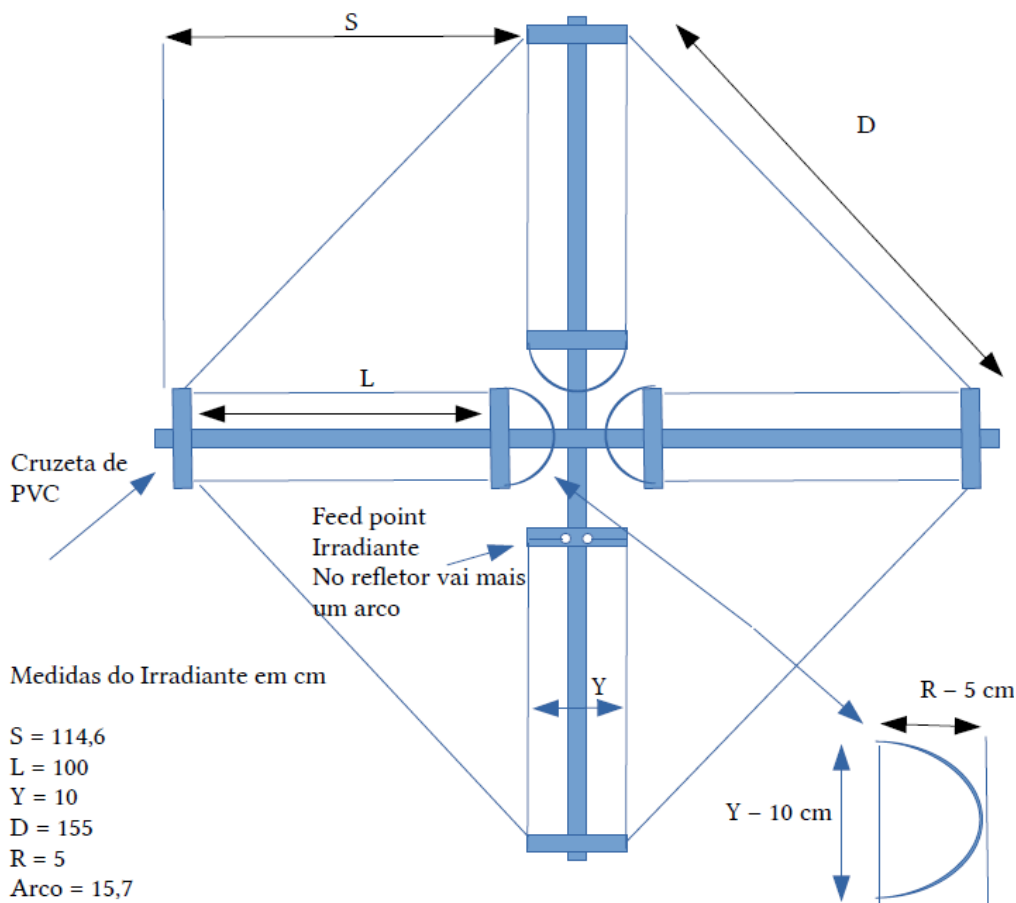
Vale a pena uma experiência, pois a maioria dos radioamadores desconhece este tipo de antena. A possibilidade de se ter uma quadra-cúbica para 40 metros é bem atraente.

A matemática para a construção do refletor e/ou diretor é a mesma que estudamos até agora. Pensamos inclusive na possibilidade de usar os casadores construídos com cabo coaxial de 75 ohms, descritos neste livro. Neste caso, o quadro da antena seria aberto para receber o casador (malha e fio central).

Procure na internet e veja uma versão desta antena realizada por David K. Shortess, W7PTL. Está no site da ARRL.



NOTA: NÃO montamos essa antena. Mas alguns colegas já experimentaram e até existe modelos prontos para venda. Abaixo, apresentamos um modelo com as medidas para operação entre 12 e 10 Metros. Ajustes podem ser feitos aproximando ou afastando os dois elementos. A dificuldade para a montagem dessa antena é a parte mecânica.



Medidas do Irradiante em cm

$$S = 114,6$$

$$L = 100$$

$$Y = 10$$

$$D = 155$$

$$R = 5$$

$$\text{Arco} = 15,7$$

Comprimento total de fio utilizado no irradiante:

$$14,771 \text{ metros}$$

Medidas do refletor em cm

$$S = 117,8$$

$$L = 104,7$$

$$Y = 10$$

$$D = 162,3$$

$$R = 5$$

$$\text{Arco} = 15,7^*$$

Comprimento total de fio utilizado no irradiante: 15,496 metros – veja páginas seguinte para seu cálculo.

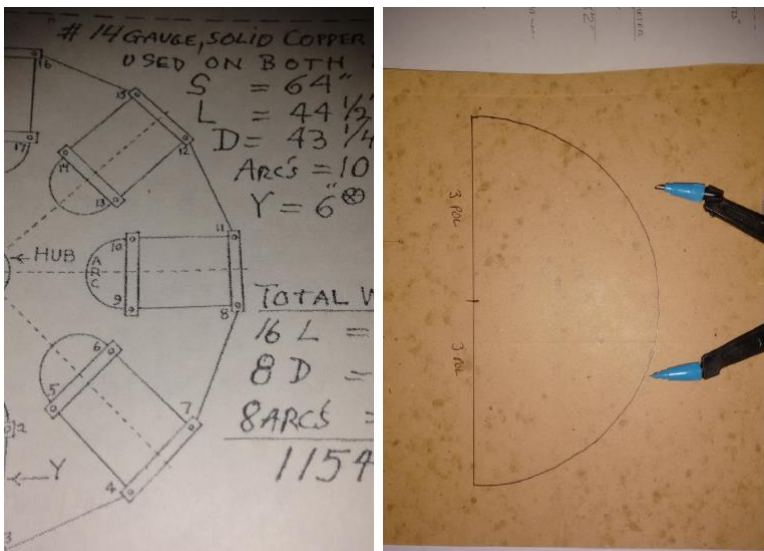
Outros detalhes sobre a construção desta antena são:

- 1 – No elemento refletor, haverá mais um arco.
- 2 – A distância – variável – entre os dois elementos são de 1,3 metros a 2 metros.
- 3 – Fio rígido de cobre 14AWG.
- 4 – Casadores de impedância igual aos da quadra cúbica comuns.
- 5 – O suporte “X” diagonal terá no mínimo 2,20 metros no irradiante e 2,30 metros no refletor, cada vareta de PVC ou vara de fibra de vidro.

Arco – Como Calcular

Brincando de geometria, chegamos à conclusão que um dos pontos mais críticos da antena quadra cúbica encurtada é a construção do tal arco – ARC no esquema.

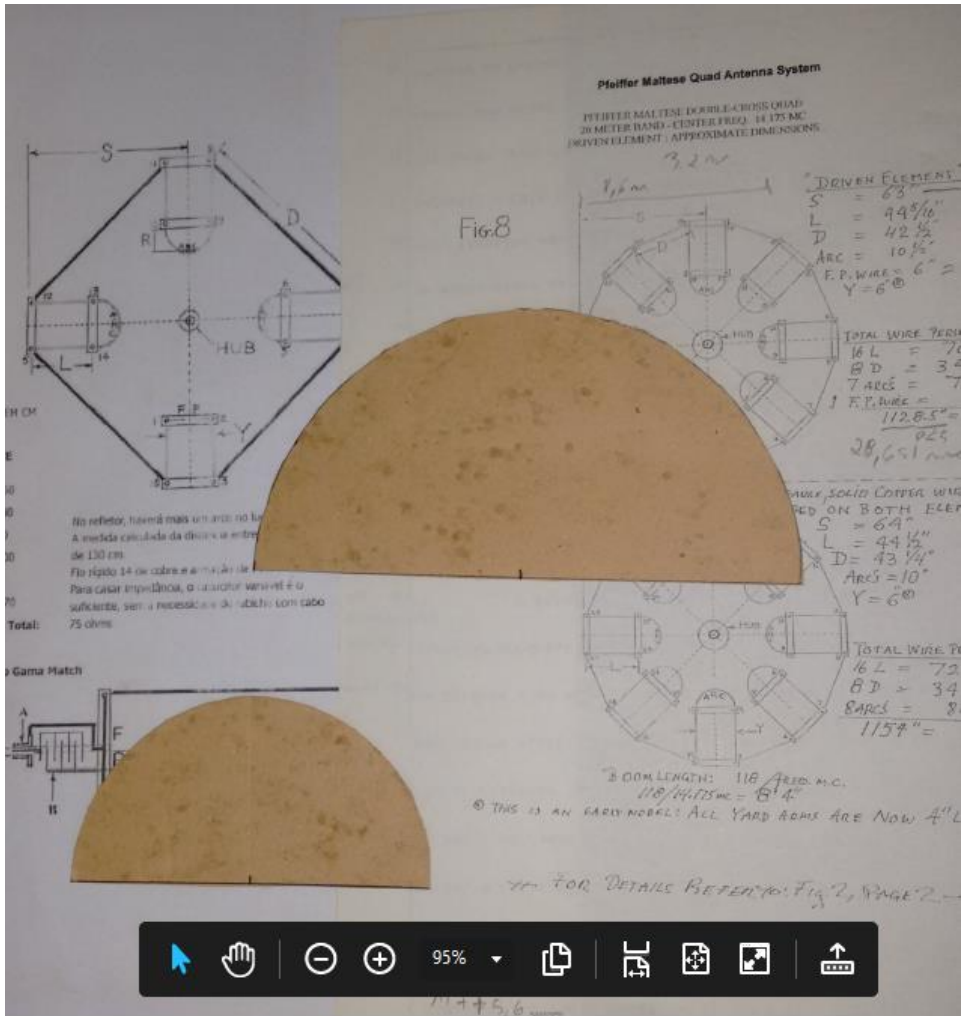
Pois bem, como temos a largura do arco e até mesmo a distância da meia lua até sua base, fica fácil – com um compasso – desenhar o arco ou semicírculo 180° numa cartolina e usá-lo como molde para a curvatura do fio, que no nosso caso, é cobre rígido. As fotos a seguir mostram como fizemos nosso molde.



- 1 – A largura de “Yard” é de 4 ou 6 polegadas, conforme a antena a ser montada.
- 2 – Meça com uma régua 4 ou 6 polegadas e ache a metade.
- 3 – Com um compasso fixo no centro ou metade das medidas acima (2 ou 3 polegadas) trace um semicírculo numa folha de papel, cartolina ou cartão.
- 4 – Pronto, você tem um meio círculo que equivale a ARC do esquema.
- 5 – Só para tirar a prova, brincando com geometria, corte um fio na medida indicada – perímetro de ARC e enrole-o sobre o molde. O fio está na medida certa, conformando o arco criado.

Leve em consideração que arco ou “arc” visa facilitar o arredondamento da curva da antena. O molde de papelão facilita na hora de você passar o fio sobre os isoladores.

Por usar fio de cobre rígido, ele ficará encurvado. Você pode fixar os pontos com cola quente ou outro material de secagem rápida.



Open-Sleeve - antena vertical bi-banda ou tri-banda

Esta antena foi baseada num artigo do livro eletrônico “Ideias e Projetos para QRP”, do colega russo Igor Grigorov RK3-ZK e pode ser vista (com muitas outras coisas interessantes) no site www.antentop.org.

O criador é Dmitry Fedorov, UA3-ARV e segundo os dados, pode operar em duas ou três bandas simultaneamente. É uma antena interessante, pois o mesmo design é usado para a construção de antenas dual-band em VHF/UHF.

Abaixo os desenhos da antena e a tabela com os dados para a sua construção. O cabo coaxial é de 50Ω. A malha é ligada nos elementos parasitas e a alma (fio central do cabo) é ligado no elemento irradiante, que obviamente deve estar isolado dos demais. Sugestão: monte os elementos numa chapa em forma de “L”, isolando a vareta irradiante.

Não são fornecidas fórmulas matemáticas nem detalhes para o ajuste de frequências, mas o comprimento diferente para cada “ressonador” com certeza irá alterar o ponto ideal de operação da antena.

Na figura 1 e 2 o diâmetro do elemento M é de 25mm e S é de 10mm. Na figura 3 e 4 os elementos S tem 1,5mm de diâmetro e M continua com 25mm.

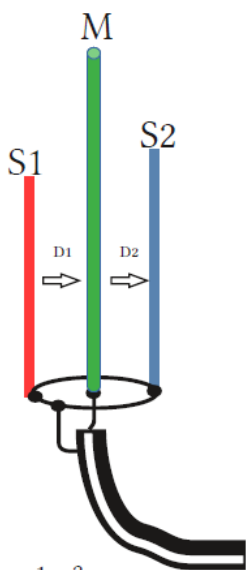


Figura 1 e 3

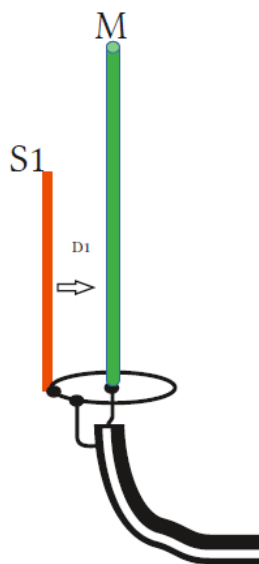
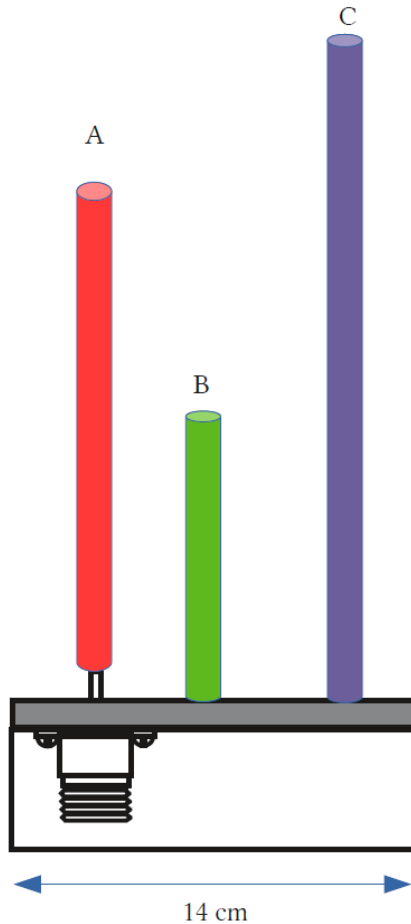


Figura 2 e 4

| Figura | Banda em Metros | Comprimento de M em mm | Comprimento de S1 em mm | Distância de D1 em mm | Comprimento de S2 em mm | Distância de D2 em mm |
|--------|-----------------|------------------------|-------------------------|-----------------------|-------------------------|-----------------------|
| 1 | 20, 15, 10 | 5168 | 3407 | 220 | 2573 | 200 |
| 2 | 14, 10 | 3630 | 2527 | 220 | | |
| 3 | 20, 15, 10 | 5149 | 3451 | 220 | 2661 | 200 |
| 4 | 14, 10 | 3432 | 2567 | 210 | | |

OPEN SLEEVE PARA V/UHF



COMPRIMENTO DOS ELEMENTOS E DISTÂNCIA ENTRE ELES

Elemento A - 48,9 cm de comprimento.
Elemento B - 15,9 cm de comprimento.
Elemento C - 146 cm de comprimento.
Distância entre A e B - 3,65 cm
Distância entre A e C - 11,4 cm
Elementos metálicos de 9,5mm de diâmetro.

Este suporte é uma cantoneira de alumínio. O elemento A, irradiante, é soldado direto no pino central do conector coaxial fêmea. Os demais tem contato direto com a cantoneira metálica.

Sugestão de como construir a antena, usando uma cantoneira metálica. Repare que o elemento irradiante é isolado da cantoneira. Se usar conector coaxial fêmea (para VHF/UHF), o irradiante é ligado só no furo central, senão ficaria em curto com os demais elementos. Não há problema de a cantoneira ser aterrada através de um mastro metálico.

Esta antena também é conhecida como Open Sleeve Júnior e é uma combinação de duas antenas J e ótima para operação de satélites. O leitor poderá encontrar detalhes sobre o funcionamento desta antena na página do Roland Zurmely, PY4ZBZ (<https://www.qsl.net/py4zbz/>).

Caso este endereço esteja obsoleto por ocasião da publicação deste artigo, digite o indicativo do Roland no site de busca do Google, que você o encontrará com facilidade.

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*



A primeira fábrica brasileira de válvulas de recepção

A primeira fábrica nacional de válvulas termiônicas de recepção foi da Ibrape, Indústria Brasileira de Produtos Eletrônicos e Elétricos S.A., uma subsidiária da Philips. Inicialmente a empresa operava no Rio de Janeiro, onde eram montados radiogramofones com componentes importados da Holanda. Desde a época do Rio de Janeiro, a Ibrape já mantinha um Laboratório de Aplicações Eletrônicas, integrado por engenheiros europeus. Um destes engenheiros foi o sr. C. J. Boers, diretor técnico.

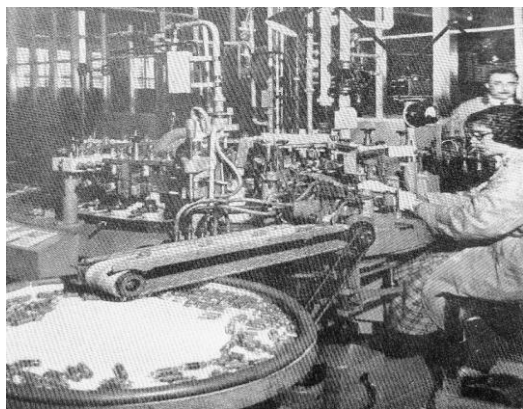


Figura 1. A fábrica de válvulas de recepção da Ibrape ficava na Rua Manoel Ramos Paiva n.º 506, São Paulo. Chegou a empregar mais de 500 operários e era a maior da América Latina na época. A capacidade de produção chegou a 5 milhões de válvulas/ano. — (Fotos antigas: Boletim Ibrape).

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

A indústria foi inaugurada em julho de 1953: o planejamento era produzir, em cinco anos, os principais tipos de válvulas do catálogo Philips/Miniwatt, reduzindo as importações e gerando divisas ao país. Em pouco tempo a fábrica contava já com 4 mil metros quadrados de instalações em operação, onde trabalhavam 350 operários, incluindo-se os da linha de cinescópios de 17 e 21 polegadas, de 90°, e de 21 polegadas, de 110°.

A vidraria das válvulas de recepção vinha da fábrica de vidro que a Philips mantinha em Capuava, interior de São Paulo. Em 1955 a fábrica funcionava já com plena capacidade. A produção era em moldes europeus, com maquinário de origem holandesa.

Os técnicos da fábrica brasileira tiveram treinamento em Eindhoven. Cursos de treinamento eram realizados também na unidade brasileira sobre a operação das máquinas, em razão da complexidade dos equipamentos. Como a montagem dos eletrodos internos das válvulas era crítica e feita inteiramente à mão, os montadores precisavam ter algum conhecimento especializado.

Um detalhe curioso: nas escolas de treinamento (*v. Figura 2*), eram ministradas aulas sobre o funcionamento e a montagem dos catodos das válvulas tipo miniatura empregando, primeiramente, modelos gigantes de válvulas.

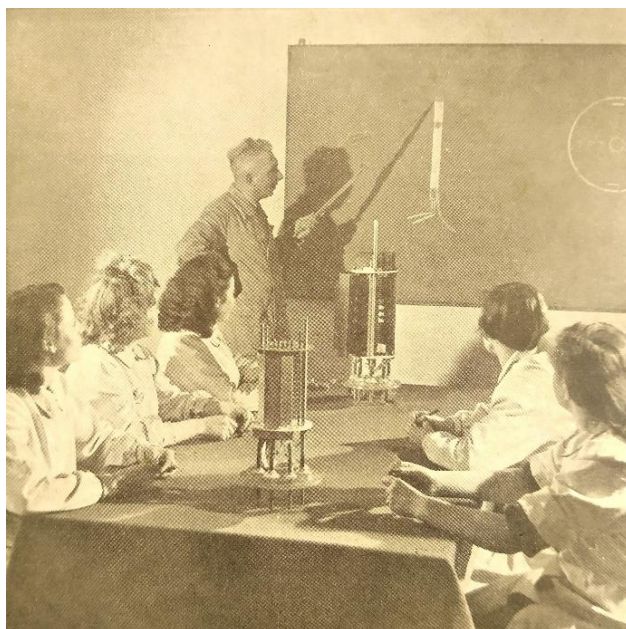


Figura 2. Escola preparatória da Philips: treinamento para a montagem do catodo de uma válvula receptora.

Basicamente a fabricação das válvulas receptoras Philips/Ibrape no Brasil funcionava em duas seções principais: na primeira, em ambiente sem poeira, eram produzidas as grades e montados os eletrodos como as placas, o catodo, o filamento e o bulbo de vidro.

Nos primeiros tempos estes elementos já vinham prontos, importados da Holanda. Posteriormente a fabricação destes componentes passou a ser toda desenvolvida no Brasil.

Na segunda etapa da produção as válvulas eram encaminhadas para o setor de vacuamento e fechamento do tubo de vidro, em máquinas como a mostrada na **Figura 1**. Dali seguiam para a ativação do “getter” (um metal especial que quando submetido a aquecimento evapora-se e absorve qualquer gás residual que exista no interior do bulbo), depois para a ativação do catodo e para o teste de cada válvula.

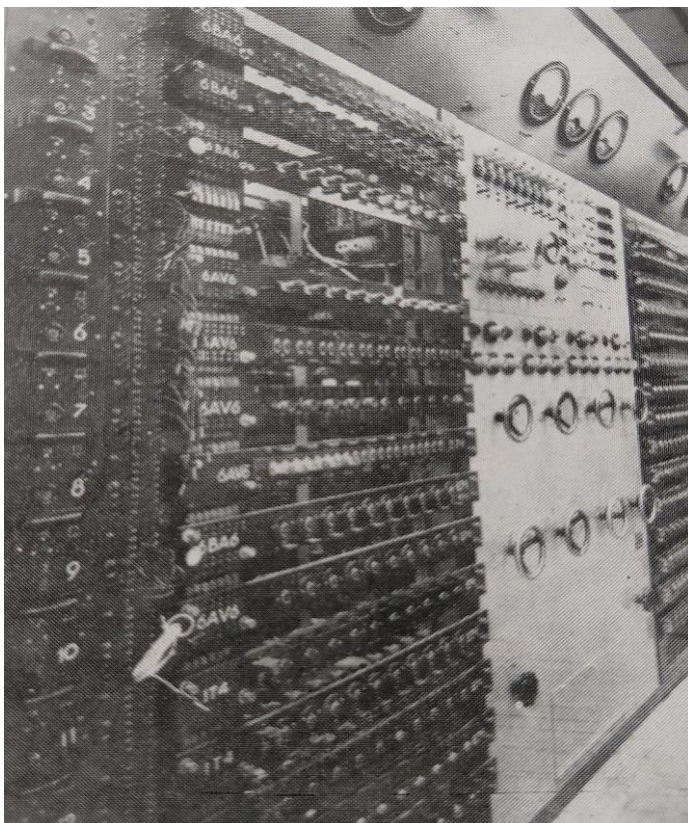


Figura 3. Lotes de válvulas 6BA6, 6AV6 e 1T4 sendo testadas quanto à durabilidade e quanto a falhas. Durante 1.000 horas as válvulas eram submetidas a regime pesado de operação, com tensões de alimentação 20% acima das normais. No final das 1.000 horas eram examinadas: não podiam apresentar redução maior que 30% na sua emissão.



Figura 4. O primeiro receptor com válvulas fabricadas no Brasil foi desenvolvido pela Ibrape, em 1953. O circuito usava bobinas da marca Comar e foi um grande sucesso, sendo reproduzido por centenas de montadores – e por muitas indústrias nacionais.

Além do pioneirismo na fabricação de válvulas de recepção no Brasil, a Ibrape também foi pioneira no desenvolvimento de projetos técnicos que pudessem auxiliar no progresso das indústrias eletrônicas nacionais.

O pessoal técnico da Ibrape visitava as fábricas nacionais a fim de verificar qual a assistência técnica que a elas poderia ser prestada e quais os produtos que poderiam ser úteis. Mais do que ações de marketing, eram acordos de parcerias e de fornecimento de subsídios técnicos. Desse atendimento nasceram diversos projetos desenvolvidos para as empresas eletrônicas nacionais, com produtos locais. O Laboratório de Aplicações da Ibrape projetava os circuitos, montava os protótipos e fazia os testes dos aparelhos.

Assim ocorreu com o primeiro receptor de rádio empregando as novas válvulas tipo noval que passaram a ser fabricadas no Brasil. O projeto contava com indutores da fábrica Comar S.A., Indústria e Comércio de Componentes Eletrônicos, de São Paulo, incluindo-se os transformadores de F.I. A bobina de antena era a Comar tipo **35-A**, a osciladora **35-C** e os transformadores de F.I. tipo **2-U**.

Centenas de receptores foram montados no Brasil, industrial e artesanalmente, com este conjunto de bobinas Comar e com as novas válvulas brasileiras.

O receptor apresentou um rendimento surpreendente, sendo um estrondoso sucesso. Nas análises das revistas técnicas nacionais, o circuito era descrito como de “desempenho assombroso”.

Poucos acreditavam, inicialmente, que era um super-heteródino comum, de apenas cinco válvulas e com componentes facilmente encontráveis no comércio.

O projeto do receptor teve duas versões: uma com transformador de alimentação e as válvulas ECH81/6AJ8, 6BA6/EF93, 6AV6/EBC91, EL84/6BQ5, com filamentos de 6,3V, usando como retificadora de onda completa uma válvula tipo EZ80/6V4 (v. **Figura 5**), e outra, sem transformador, tipo C.A./C.C., para 110V, com válvulas noval da série "H": HCH81, HF93, HBC91, HL94 e com HY90/35W4, como retificadora de meia-onda, para correntes de 150mA e tensão total de filamentos de 103 volts.

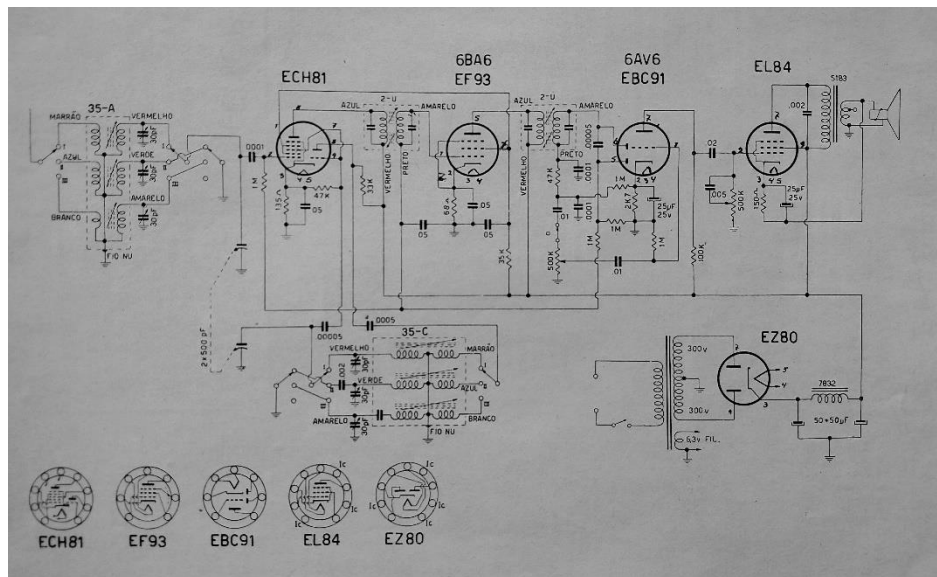


Figura 5. Diagrama esquemático do primeiro receptor construído no Brasil com as válvulas nacionais.

O receptor desenvolvido pela Ibrape era de três faixas de ondas. As bobinas usadas, como já detalhamos, eram da marca Comar, assim como os transformadores de frequência intermediária.

No estágio conversor/oscilador o projeto empregava a nova válvula tipo noval ECH81. O estágio de frequência intermediária foi projetado com a válvula EF93. Na etapa detectora e pré-amplificadora de baixa frequência foi usada a EBC91/6AV6. Na saída foi adotado o pentodo miniatura de saída, EL84. No protótipo original do aparelho o transformador da fonte de alimentação era de 2 X 250V no secundário. No esquema divulgado para a imprensa, na época, o transformador aparece como sendo 2 X 300V. Foi usada a válvula EZ80, retificadora de onda completa.

Com as bobinas mencionadas e com um capacitor variável de 500pF, a cobertura das faixas era: 540 a 1.800kHz; 1,8 a 7MHz e 7 a 25MHz. No protótipo do receptor montado para testes e demonstrações pelo Laboratório de Aplicações da Ibrape, o gabinete era de Philite, uma resina análoga ao baquelite, industrializada pela Philips holandesa.

No início da sua atividade, a Ibrape produzia válvulas de tipos americanos preferenciais para receptores de C.A. (6BE6, 6BA6, 6AV6, 6AQ5, 6X4); para receptores tipo C.A./C.C. (12BE6, 12BA6, 12AV6, 50C5, 35W4); tipos americanos preferenciais para receptores de pilhas (1R5, 1T4, 1U5, 3V4), além das séries tradicionais da Philips (ECH81, EL84, EZ90, EF80, ECL81, EL81, EY81, HL84, HCH81), bem como alguns tipos de cinescópios e válvulas de TV (6CB6, 6AL5, 12AU7, 6BQ7, 6CL6, 12BH7). Com o passar do tempo, vários outros tipos de válvulas foram acrescentados à sua linha de produção.

São, receptor e projeto, históricos. Com a produção de válvulas receptoras no Brasil, abriram-se realmente as portas para o desenvolvimento da indústria eletrônica brasileira.

Circuitos semelhantes, com as novas válvulas brasileiras, foram o ponto de partida para o lançamento de muitos modelos de receptores comerciais e artesanais, inteiramente com componentes produzidos no Brasil. Simultaneamente com a fabricação de válvulas, a Ibrape também produziu capacitores variáveis, capacitores tipo “trimmers”, capacitores cerâmicos, de mica e eletrolíticos, resistores, potenciômetros, soquetes para válvulas, alto-falantes e muitos outros componentes eletrônicos. Iniciou-se ali uma época de autêntica revolução na indústria nacional de eletrônica, somente superada, depois, com o surgimento da televisão.

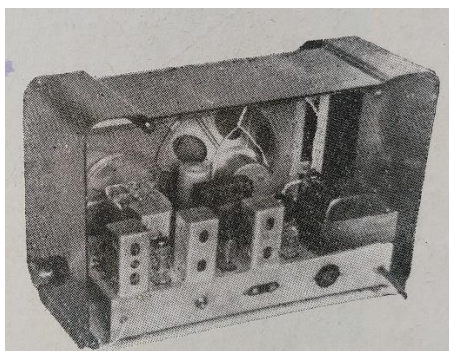


Figura 6. Vista traseira do protótipo com válvulas nacionais construído no Laboratório de Aplicações da Ibrape. Pela caneca de metal, além das bobinas, o transformador de força também era de procedência nacional.

Um brasileiro na história da evolução das válvulas

Como já informamos em edição anterior de **Dicas e Diagramas** a primeira válvula fabricada no Brasil, não foi da Ibrape/Philips, mas sim da Standard Electrica, no Rio de Janeiro, em 1947: a retificadora 866A, tipo Tungar, a mercúrio.

Houve também algumas empresas, antigamente, que atuavam na recuperação de válvulas de potência (transmissão). Era um serviço praticamente artesanal: substituíam o calefator, eliminavam algum eventual curto-circuito entre os elementos, o conjunto era ligado a uma bomba de alto vácuo para a retirada do ar no interior e a soldagem da ampola de vidro era procedida por maçaricos a gás.

A marca Ibrape, algumas vezes, é confundida com a de um outro fabricante de válvulas que também existiu no Brasil, a Ivape, Indústria de Válvulas Pecunha, fundada em São Paulo. A Ivape iniciou a produção de válvulas termiônicas depois da Ibrape. Sua linha de fabricação, adquirida da filial da ITT no Brasil, foi principalmente de válvulas de potência de RF, inclusive em cerâmica. Depois a empresa mudou de ramo: passou a fabricar máquinas e equipamentos para a indústria têxtil. Além da fabricação de válvulas, a Ivape atuou como distribuidora, no Brasil, dos sistemas de transmissão de rádio da empresa suíça Brown, Boveri & Co.



Figura 7. Arthur R. B. Wehnelt: um físico, nascido no Brasil, ocupa posição destacada na história da evolução das válvulas termiônicas.

O que pouca gente sabe é que um brasileiro teve um importante papel no desenvolvimento das válvulas termiônicas: **Arthur R. B. Wehnelt**. Nasceu no Rio de Janeiro, em 1871. Seu pai era um engenheiro naval alemão que veio ao Brasil para a ajudar na indústria e nos sistemas de navegação.

Arthur foi mandado para estudar Física na Universidade de Berlim e, em seguida, em Erlangen, na Baviera. No seu doutorado, pesquisou e escreveu um trabalho que desencadearia uma revolução na fabricação de válvulas: *“On the emission of negative ions from glowing metal compounds”* (*“Sobre a emissão de íons negativos de compostos metálicos incandescentes”*).



Figura 8. O físico Arthur Wehnelt descobriu que a emissão de elétrons poderia ser extraordinariamente aumentada caso elementos como o filamento/catodo fossem revestidos com óxidos como o de tório.

O trabalho de Wehnelt provocou enorme desenvolvimento na tecnologia de fabricação de válvulas. Pesquisando-se o efeito de revestimentos com óxidos metálicos chegou-se à criação do tungstênio toriado, com maior eficiência na emissão de elétrons. A primeira válvula fabricada com catodo recoberto com óxidos apareceu em 1911. O carioca Arthur Wehnelt foi notável não apenas por seus trabalhos e pesquisas no campo da emissão termiônica: teve igual destaque no desenvolvimento dos raios X e das válvulas de descargas em gás.

A importância da liga Fernico/Kovar

O Fernico, também chamado de Kovar, é uma liga de ferro, níquel e cobalto, de boa condutividade elétrica, que possui as mesmas características de dilatação do vidro. É o metal usado nos pinos das válvulas. Com essa liga foi possível a criação de válvulas menores, construídas com envelopamentos “all-glass” (todo em vidro). Antes do Kovar ou Fernico, as válvulas trincavam ou perdiam o vácuo por causa da dilatação dos pinos no vidro, em virtude do calor interno.



Figura 9. Com a criação de ligas especiais com ferro, níquel e cobalto, de baixa oxidação e com o mesmo fator de dilatação do vidro, foi possível a produção de válvulas menores e inteiramente de vidro. Com pinos passantes ficavam facilitadas as ligações diretamente aos elementos internos.



Figura 10. Válvula sem uso, NOS, Philips tipo EF183/6EH7: os pontos iniciais verdes de oxidação nos pinos pode indicar a exposição de partículas de óxido de cobalto da liga do metal. Os maus contatos entre os pinos e os soquetes são causas bem frequentes, hoje em dia, de problemas como ruído, intermitências, instabilidades e outros defeitos no funcionamento dos circuitos com válvulas de fabricação antiga. Numa das próximas edições de Dicas e Diagramas voltaremos ao assunto.

Ficamos por aqui, pessoal. Gratos pela companhia e até a próxima edição de Antenna, desde 1926 divulgando a técnica — e a arte! — da eletrônica.

— ... —

Projeto de Pré-Amplificadores RIAA

Parte XXIV

Álvaro Neiva*

Circuitos Pré-amplificadores para Capsulas MC O Pré MC (Moving Coil)

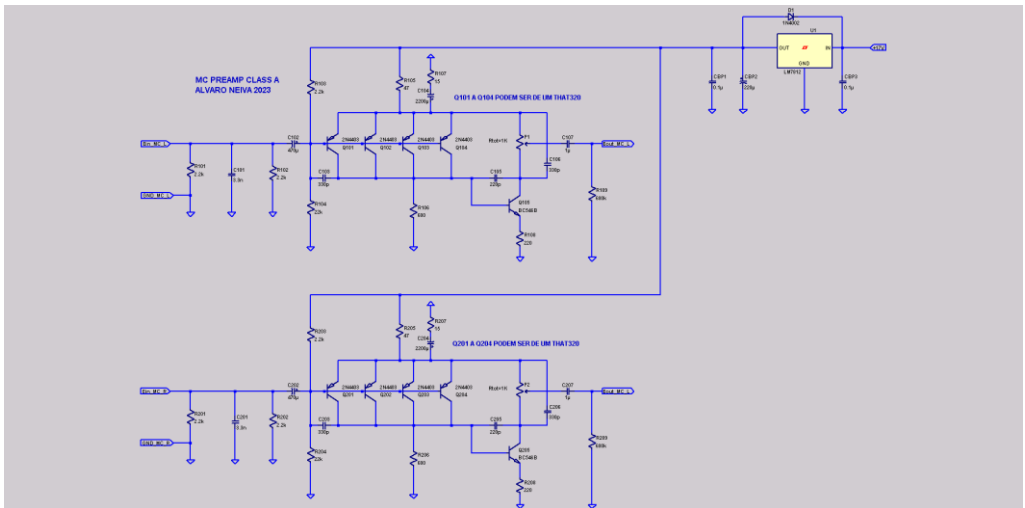


Fig. 1

Prosseguindo na série de pré-amplificadores para cápsulas fonocaptoras magnéticas, vamos apresentar um estágio de amplificação para cápsulas fonocaptoras do tipo MC (Moving Coil).

Nessas cápsulas, as bobinas que geram a tensão de saída são diretamente fixadas no suporte da agulha. E como precisam ser bobinas muito pequenas para terem baixa massa (g), isso limita a quantidade de fio usado e mesmo com ímãs muito poderosos, elas têm tensões de saída entre $0,1\text{mV}_{\text{rms}}$ e cerca de 1mV_{rms} .

Esse fato torna necessário o uso de uma etapa de preamplificação antes do pré-amplificador e equalizador RIAA.

*Engenheiro Eletricista

Diagrama de um canal apenas, para melhor visualização, na figura 2.

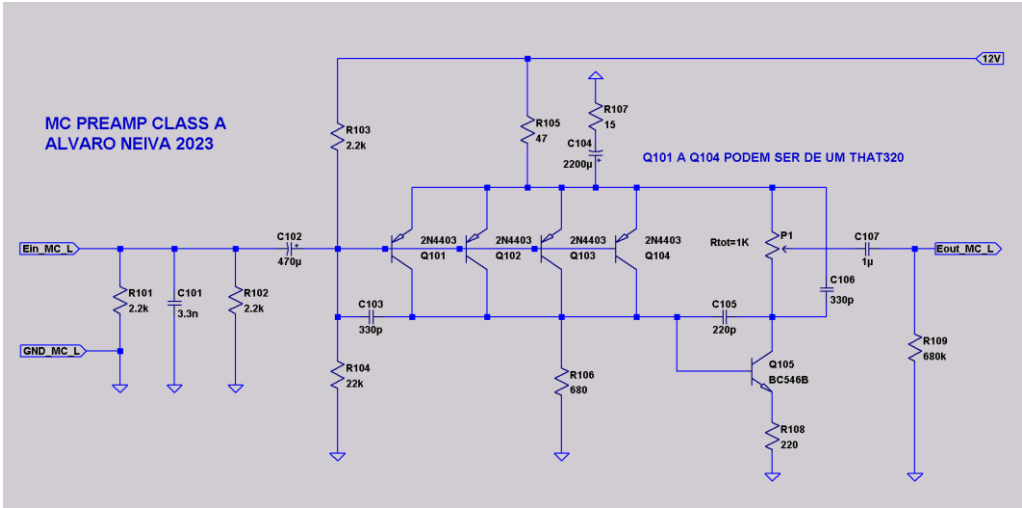


Fig. 2

Numa etapa como essa, o nível de ruído é a variável mais importante a ser controlada. O ganho de tensão máximo necessário, $A_{vm\acute{a}x}$, pode ser obtido pela relação entre a tensão típica de saída de uma cápsula MM e os valores mínimos da tensão de saída das cápsulas MC.

Então

$$A_{vm\acute{a}x} = \frac{5mV}{0,1mV} = 50$$

Simulando nesse circuito o nível de ruído de saída, para uma resistência ôhmica da bobina de 5 ohms, temos um resultado na faixa de 20Hz a 20kHz de $5\mu V_{rms}$, o que resulta num relação Sinal/Ruído de:

$$\frac{Sinal}{Ruído} = \frac{5mV}{0,005mV} = 1000$$

Ou, em dB:

$$SN_{dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{Sinal}{Ruído}\right) = 20 \cdot \log(1000) = 60dB$$

Descontando o ganho de 50 vezes, o valor obtido por simulação, na saída, é de 100nV referido à entrada, ou seja, uma densidade espectral de $0,66\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ aproximadamente. Os níveis de sinal são tão baixos que a linearidade do circuito, que funciona em classe A, não vai ser a nossa maior preocupação.

O Circuito

Mostrado na figura 2, o circuito do pré-amplificador é do tipo com 2 estágios de amplificação, com acoplamento direto (CC) entre eles, usando apenas transistores bipolares de polaridade complementar.

No primeiro estágio, são usados 4 transistores PNP de baixo ruído, com baixo valor de $R_{bb'}$, todos em paralelo, na configuração de emissor comum, isso para ganhar na relação sinal/ruído, já que o ganho para a corrente de sinal aumenta de forma diretamente proporcional à quantidade de transistores, uma vez que, todas as correntes de coletor se somam em fase (+6dB a cada dobro da quantidade), mas as correntes de ruído (com fase aleatória) se somam de forma rms (+3dB a cada dobro da quantidade), soma de suas potências.

Observando o diagrama da figura 2, R103 e R104 formam um divisor de tensão que determina a tensão nas bases de Q101 a Q104, fixando a tensão nos emissores e parte da corrente que passa por R105. A corrente em R105 e os resistores R105 e R106 determinam o ponto de operação CC do primeiro estágio. A corrente CC de coletor do segundo estágio também passa por R105, configurando um elo de realimentação em CC que vai estabilizar o ponto de operação dos dois estágios.

Em CA, o valor de R107 em paralelo com R105 vai determinar o ganho do primeiro estágio, em sua relação com o resistor R106, que funciona como carga de coletor em paralelo com a impedância de entrada de Q105.

O ganho do segundo estágio vai ser determinado, aproximadamente, pela relação entre o valor do potenciômetro P1, que serve de carga de coletor, e valor do resistor de emissor R108. O laço de realimentação em CA é feito pelo atenuador formado pelo valor total de P1 e os resistores R105 e R107 em paralelo.

A corrente em cada um dos transistores Q101 a Q104 precisa ser ajustada para mínimo ruído, daí a importância de usar transistores com V_{be} casada em torno de 5%. Uma possibilidade interessante seria usar um CI, como o THAT 320, mostrado na **figura 3**, o qual integra no mesmo chip 4 transistores PNP de baixo ruído, casados e funcionando na mesma temperatura, bom, isso é ótimo, mas tem um preço... por outro lado, na simulação pelo menos, os 2N4403 casados ganham 1dB em relação sinal ruído (densidade espectral de $0,66\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ contra $0,75\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ típica do THAT320).

O segundo estágio é realizado por um transistor bipolar de baixo ruído, também na configuração emissor comum, com um resistor de emissor não desacoplado, que introduz alguma realimentação negativa local, aumenta a impedância vista pelo primeiro estágio e maximiza o ganho dessa etapa, para aumentar a relação sinal ruído.

O outro lado da realimentação local é linearizar o último estágio, mas ao preço de uma redução do ganho total sem realimentação. Isso deixa pouca margem para redução de distorção via realimentação, uns 15dB apenas, mas, num estágio que lida com mV de excursão de sinal, isso não vai ser um grande obstáculo para a obtenção de baixos valores de distorção harmônica e de intermodulação.

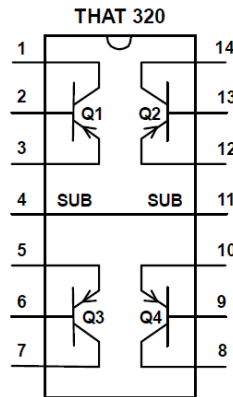


Fig. 3

FEATURES

- 4 Matched NPN Transistors
 - 300 typical h_{fe} of 100
 - 300A minimum h_{fe} of 150
 - 300B minimum h_{fe} of 300
- 4 Matched PNP Transistors
 - 320 typical h_{fe} of 75
- 2 Matched PNP and 2 Matched NPN Transistors
 - 340 PNP typical h_{fe} of 75
 - 340 NPN typical h_{fe} of 100
- Low Voltage Noise
 - 0.75 nV/√Hz (PNP)
 - 0.8 nV/√Hz (NPN)
- High Speed
 - $f_T = 350$ MHz (NPN)
 - $f_T = 325$ MHz (PNP)
- 500 μ V matching between devices
- Dielectrically Isolated for low crosstalk and high DC isolation
- 36V V_{CEO}

Fig. 4

Nota: Os pinos 4 e 11 (SUB) devem ser ligados ao 0V do circuito.

Na figura 5, o diagrama de simulação desse circuito.

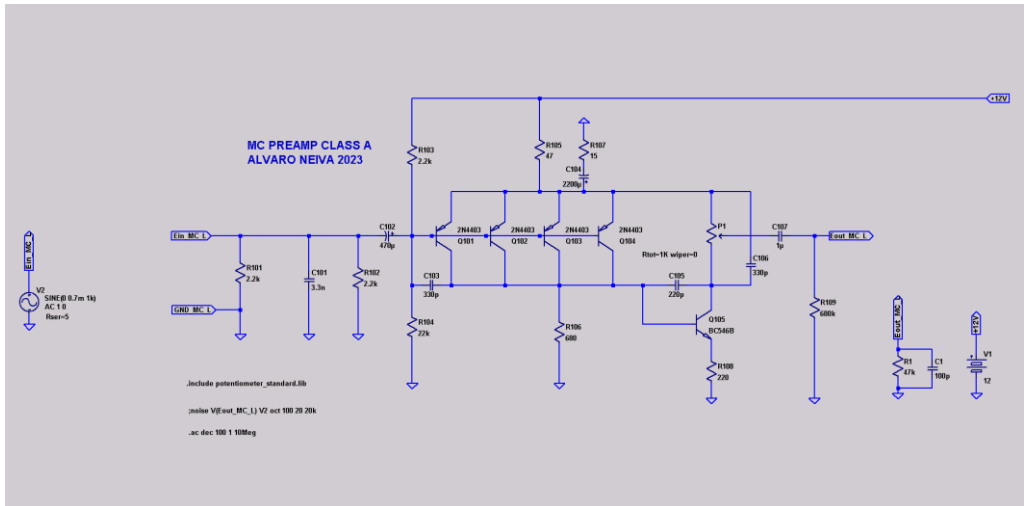


Fig. 5

Na figura 6, o ganho dos estágios e o ganho total, sem realimentação.

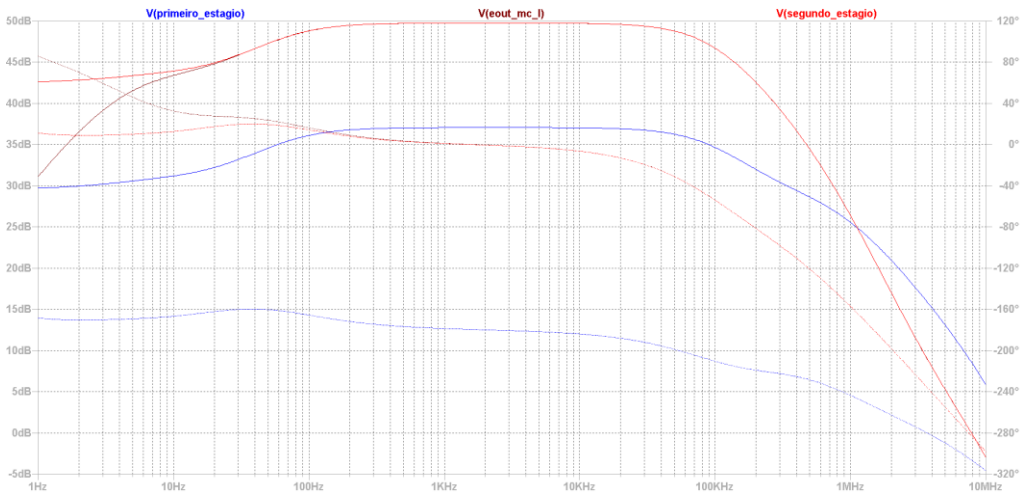


Fig. 6

Na figura 7, o ganho dos estágios e o ganho total, com realimentação.

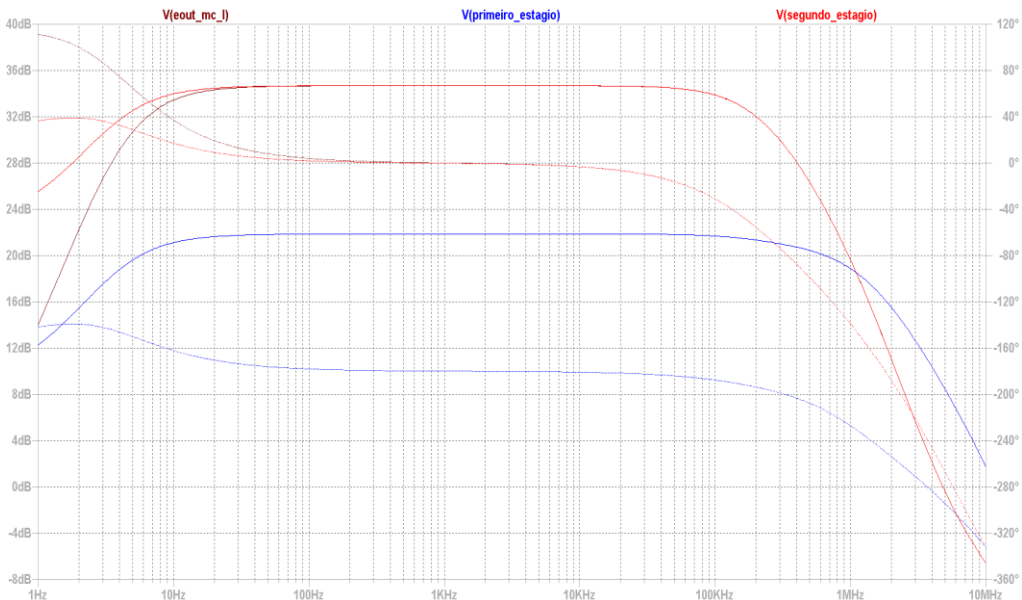


Fig. 7

Efeitos da Impedância de Entrada

Para todas as cápsulas fonocaptoras dinâmicas, sejam MM ou MC, a impedância de entrada do pré-amplificador vai ter impacto na resposta em frequência, já que a impedância interna da cápsula é essencialmente indutiva. Dessa maneira, forma-se um filtro de segunda ordem, pela interação entre a cápsula e a resistência mais a capacitância de entrada do pré-amplificador, aí incluídos os cabos de sinal entre a cápsula e o pré-amplificador, principalmente por sua capacitância.

Nas cápsulas MC, de menor indutância, o ajuste da resistência de entrada, principalmente, vai evitar problemas na faixa de áudio e ressonâncias na faixa de RF.

Verificamos que as cápsulas MC tem indutâncias entre 5 μ H e 5mH e resistências internas entre 5 ohms e 50 ohms [21].

Fizemos a simulação do resultado desses extremos, procurando uma otimização dos valores de R e C da entrada do pré MC, para atender essa faixa de impedâncias de saída das cápsulas.

Observem que a impedância de entrada do pré, com R101 de 2,2k Ω , é de aproximadamente 670 Ω @1kHz (figura 8). Portanto não há casamento de impedância nenhum...

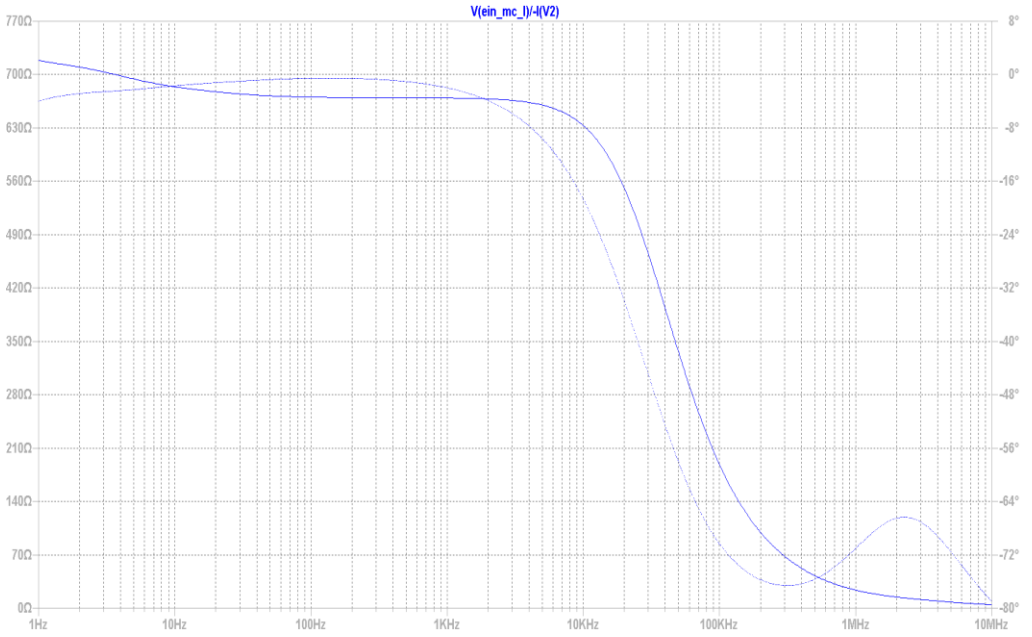


Fig. 8

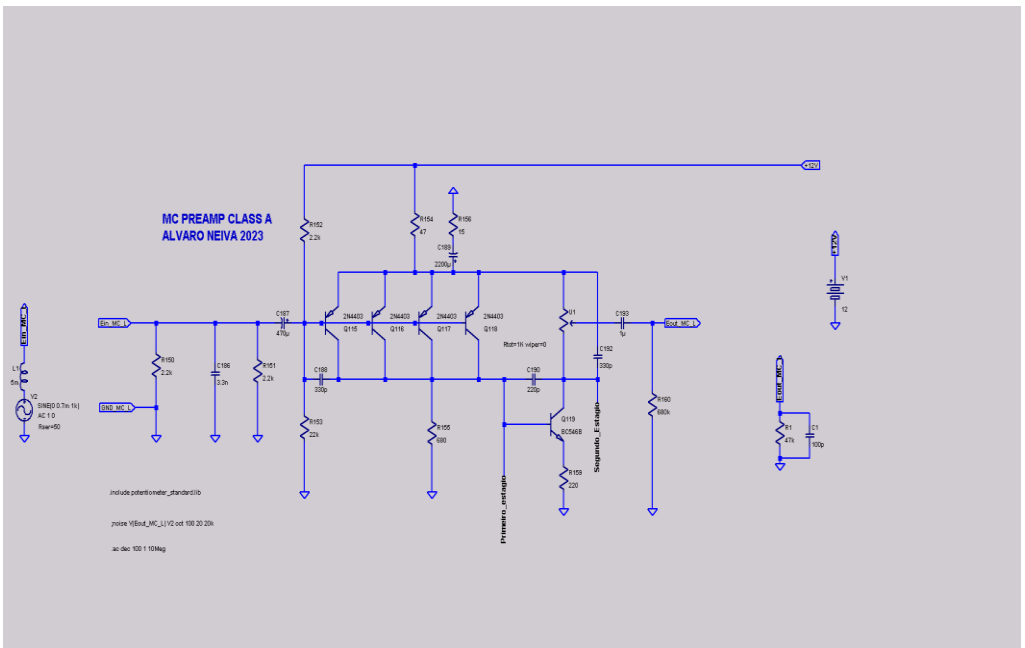


Fig. 9

Cápsula com indutância 5mH e resistência 50Ω

Resultados

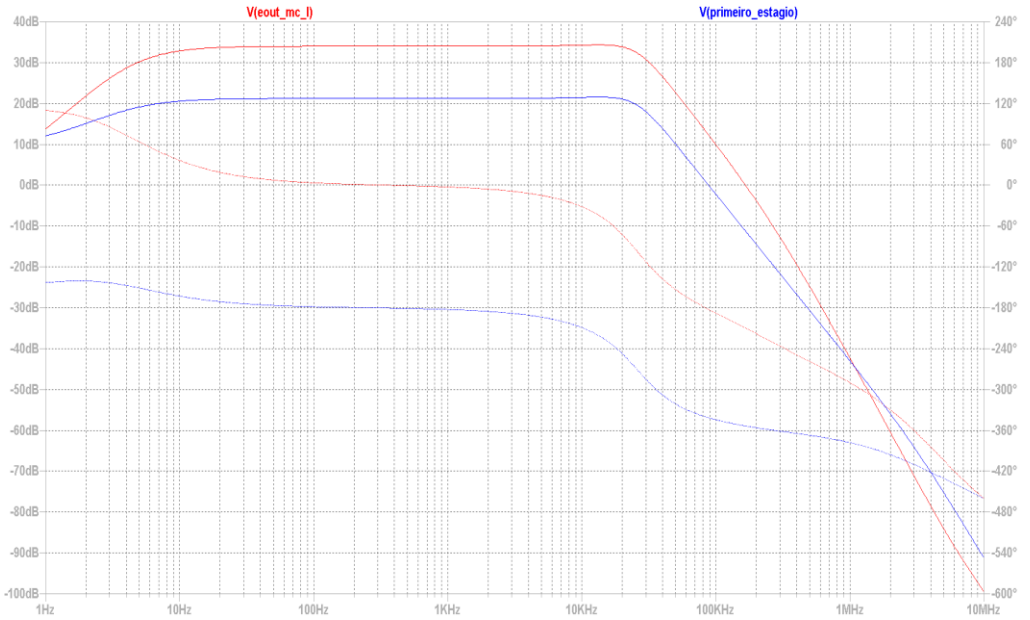


Fig. 10

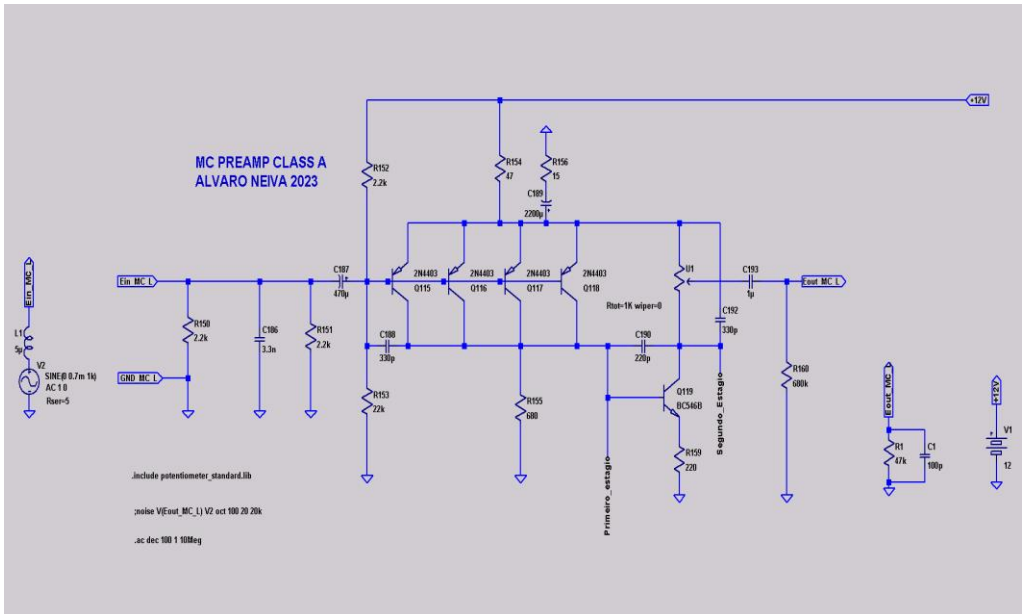


Fig. 11

Cápsula com indutância $5\mu\text{H}$, resistência 5Ω

Resultados

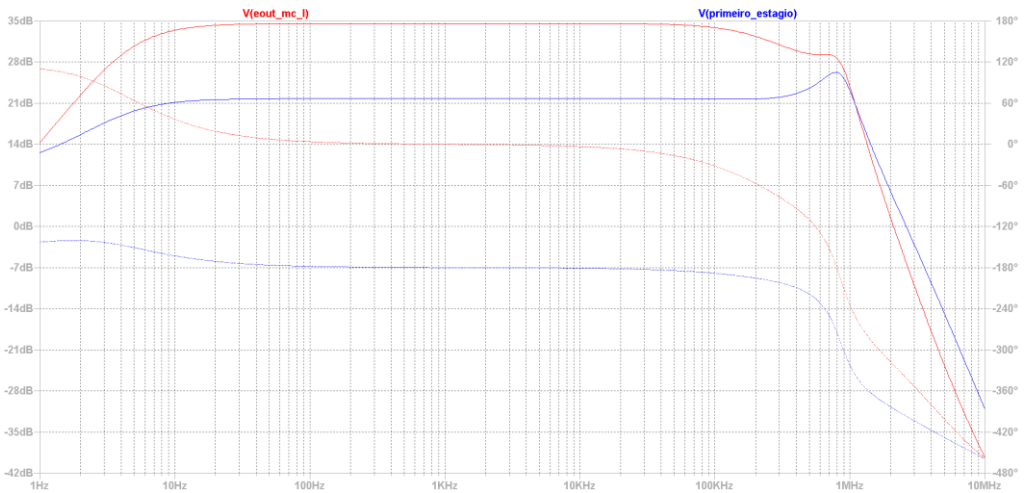


Fig. 12

Observem o pico em torno de 800kHz, apesar da resposta plana dentro da faixa de áudio. Essa frequência fica dentro da faixa de ondas médias de AM... Também há harmônicos gerados por fontes chaveadas nessa região. Melhor reduzir o ganho antes do primeiro estágio e a possibilidade de interferência.

O remédio mais fácil é mudar a resistência de entrada para 44Ω , usando um resistor de 47Ω em paralelo com R101.

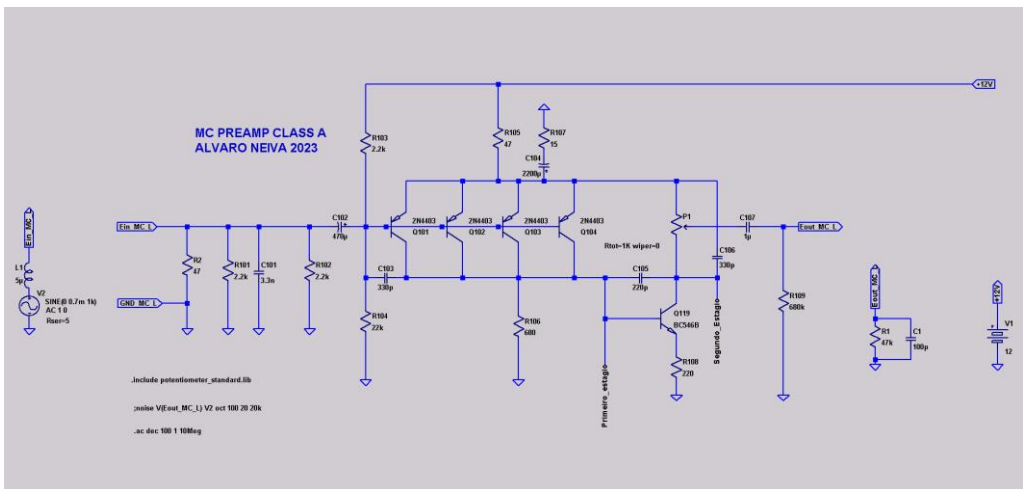


Fig. 13

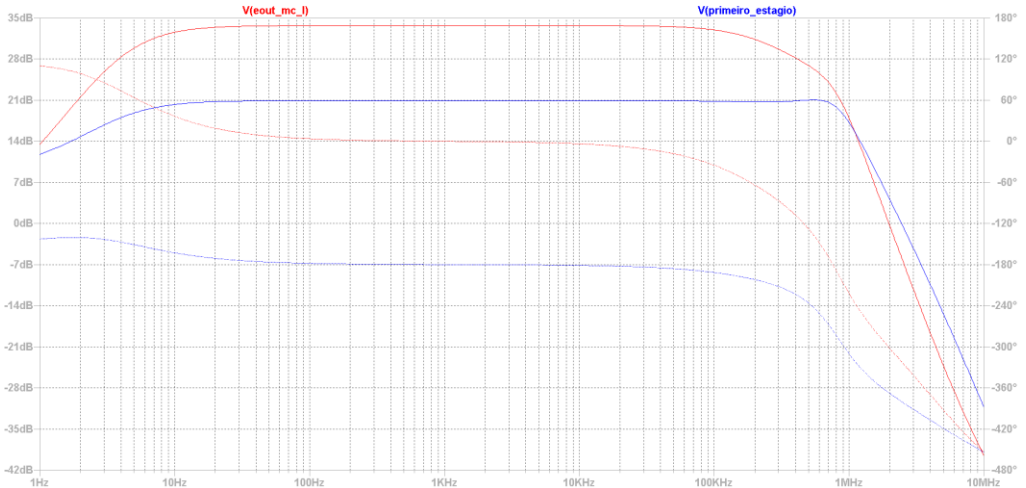


Fig. 14

Mas, usar uma cápsula de maior indutância e maior nível de saída ainda usando R101 com valor de 47Ω não vai trazer bons resultados, como mostra a figura 15...

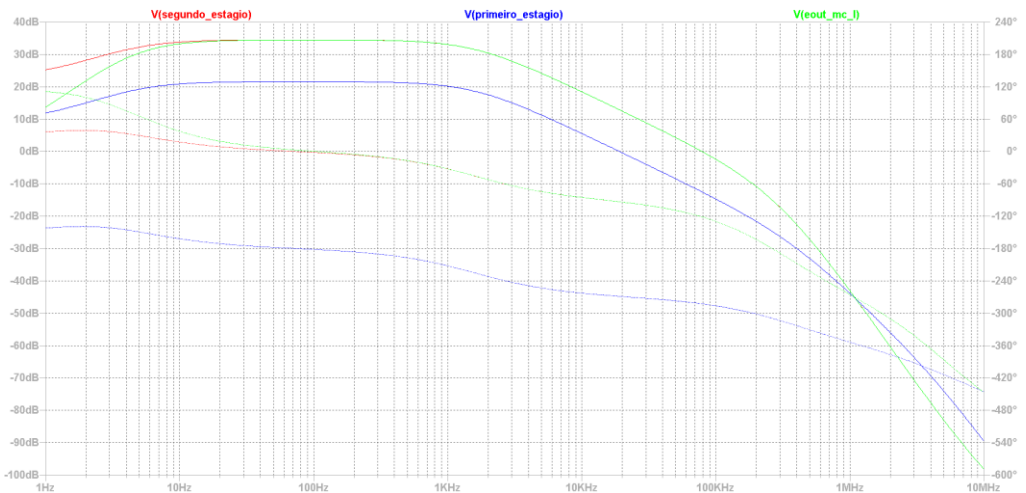


Fig. 15

Um ponto interessante é que essa cápsula hipotética (5mH e 50Ω) teria uma impedância interna de $59\Omega @ 1\text{kHz}$... Adaptação de impedâncias é o caminho.

A definição eletrônica de casamento de impedâncias exige igual valor de resistências e o cancelamento das reatâncias, o que impede que essa condição seja conseguida em mais de uma frequência [4] [6].

Vamos simular uma cápsula intermediária com $L=16\text{mH}$ e $R=16\Omega$ (figura 16). Para essa, uma resistência de entrada próximo de 120Ω , obtida com um resistor de 150Ω , em paralelo com o já existente de $2,2\text{k}\Omega$, deixa a resposta plana e com uma atenuação de 34dB em relação a 1kHz , ou 0 dB de ganho, em 600kHz .

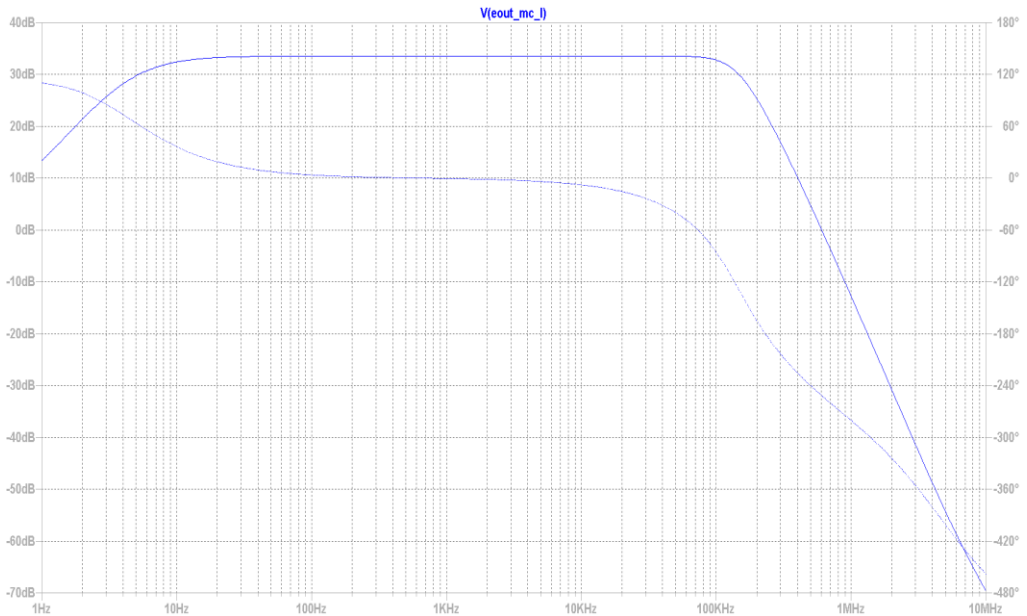


Fig. 16

Até o próximo artigo!

Álvaro Neiva

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, 1st ed., 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, # 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.
21. <http://www.hagtech.com/loading.html>; disponível em 07/03/2023.

Análise do Amplificador Integrado FBL AS 2000

Marcelo Yared*



A FBL era uma indústria de equipamentos de áudio, sediada na cidade do Rio de Janeiro, e vários de seus equipamentos já foram analisados por Antenna.

Pelo histórico da empresa, vemos que suas atividades foram mais intensas durante a década de 1970, particularmente até a metade daquele período. Na década seguinte, houve pouca, senão nenhuma, atividade.

Era uma empresa prolífica, e vemos, na imprensa especializada, diversos anúncios de lançamentos de produtos, particularmente amplificadores integrados. Havia vários modelos e, mesmo hoje, de vez em quando aparece algum no Mercado Livre ou nos grupos de compra que não conhecíamos.

O caso deste AS 2000, cedido pelo confrade Rômulo, é interessante. Não encontrei nenhuma publicidade dele, especificações ou qualquer informação. É, tipicamente, um equipamento do começo dos anos 1970. Vejamos o que ele tem para oferecer.

Trata-se de um amplificador integrado de media para baixa potência, e apresenta as características e recursos típicos da época: entradas para fonocaptor magnético, um gravador, com sua respectiva saída de gravação, um sintonizador e uma entrada auxiliar, sem chave de monitoração do gravador. Controles de graves, agudos, balanço, loudness, filtro de presença, seletor estéreo/mono e um par de seletores para os alto-falantes, para dois conjuntos de caixas, mas que não podem ser usadas em conjunto. Como usual, uma saída para fones de ouvidos do tipo P10.

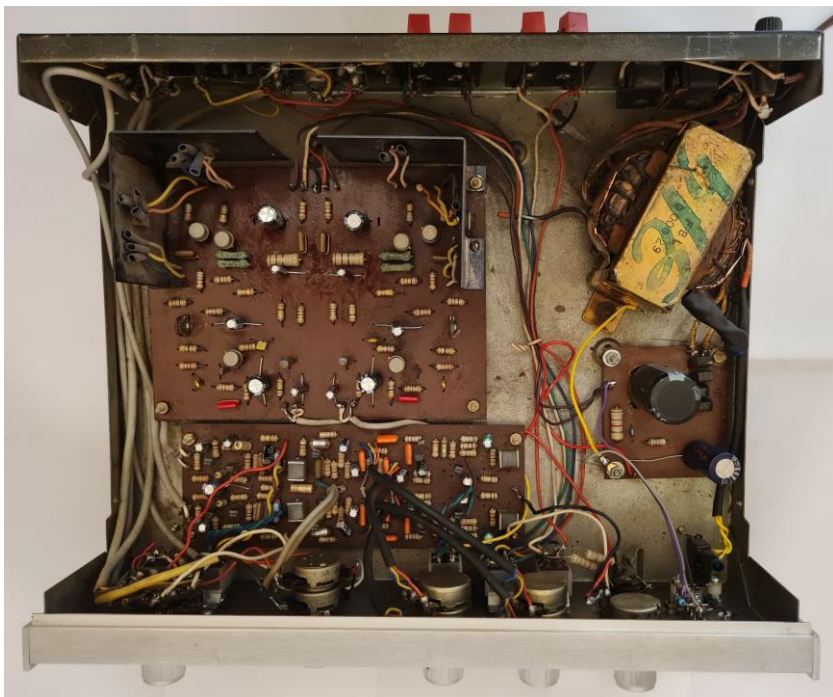
O painel é bonito, bem acabado, com serigrafia de boa qualidade e com controles suaves e macios ao toque. Não é um equipamento de recursos sofisticados, mas tem o suficiente para compor um bom conjunto residencial da época.

*Engenheiro Eletricista



O painel traseiro é organizado, bastante racional na distribuição dos recursos. A chave tradicional de seleção de tensão de rede, duas tomadas de alimentação, uma comutada e outra direta (reparem quão próximos os pinos das tomadas ficam do chassis metálico do aparelho, quando conectados...) as duas saídas de falantes e o conjunto de conectores RCA e DIN. Simples e suficiente.

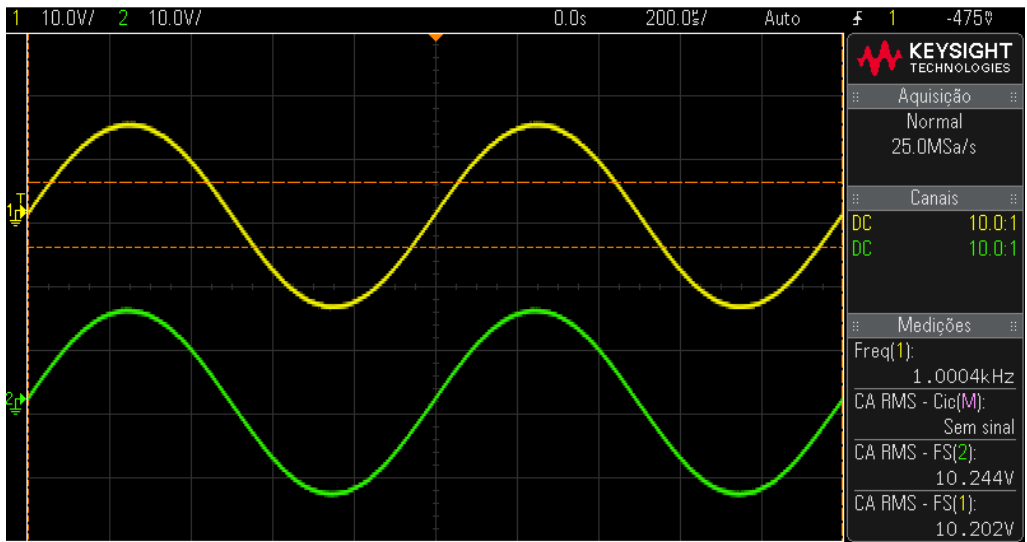
O equipamento já veio com alguns capacitores trocados, mas resolvi trocar os outros da placa do estágio de potência, o que foi bem simples e rápido, pois a montagem do AS 2000 é bem feita e permite manutenções em maiores problemas. A fiação interna poderia ser melhor organizada, mas isso é o comum dos equipamentos da época.



A única alteração que fiz foi providenciar uma blindagem de cobre para o (bom) transformador de alimentação Willkason, aterrando-a no chassis.

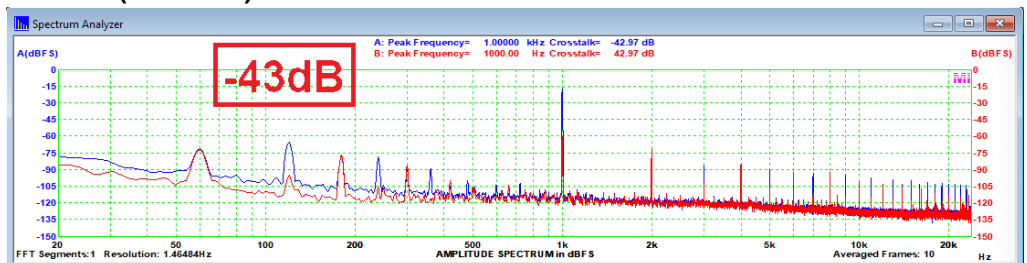
Energizado o aparelho, e após 30 minutos de pré-aquecimento, passamos para as medições em bancada, com os resultados abaixo. A tensão de rede utilizada foi de 220VCA e a frequência de teste de 1kHz, a 8Ω de carga resistiva, com ambos os canais em carga, exceto onde especificado em contrário.

Potência de saída antes do ceifamento – 13W



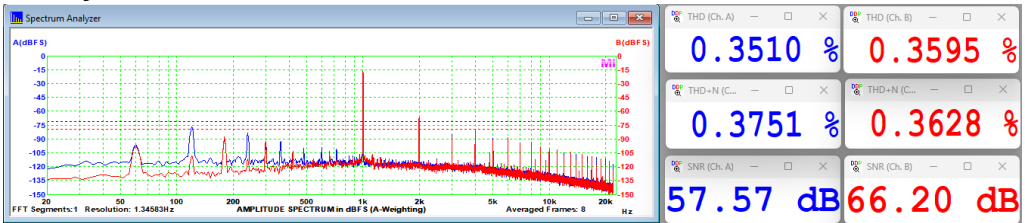
Trata-se de um amplificador de baixa potência, entretanto, na época, quando as caixas acústicas costumavam apresentar sensibilidades elevadas, 13 watts seriam suficientes para sonorizar uma sala comum residencial.

Diafonia (crosstalk)

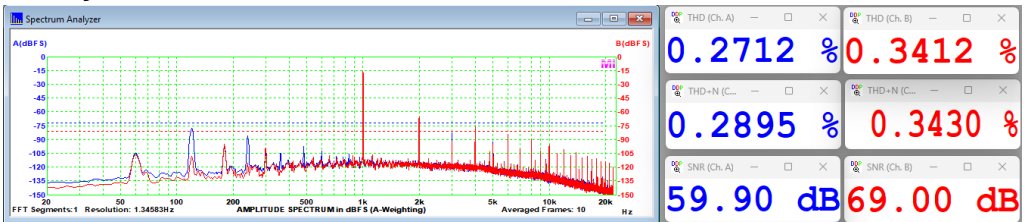


Valor baixo, mas que não compromete (muito) a audição. Creio que a limitação se encontra nos circuitos de preamplificação.

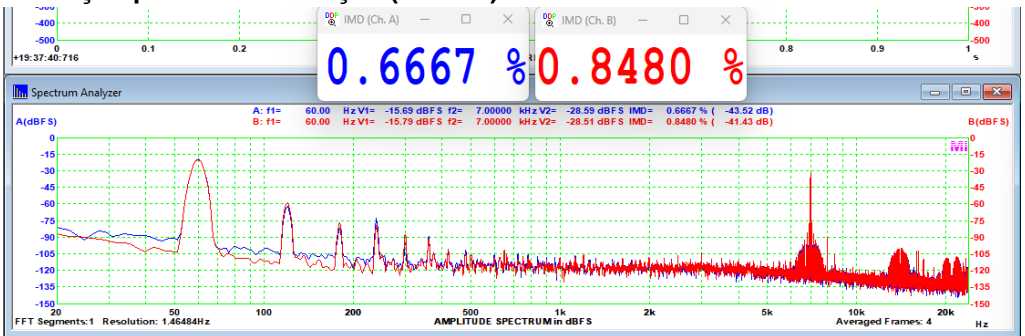
Distorção harmônica total a 1W



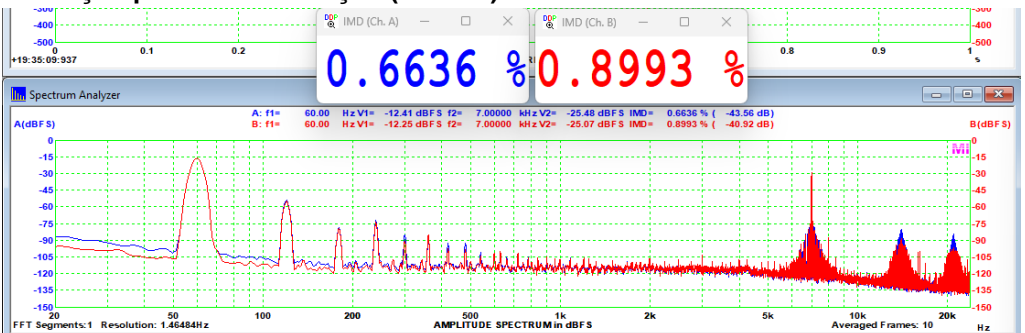
Distorção harmônica total a 10W



Distorção por intermodulação (SMPTE) a 1W



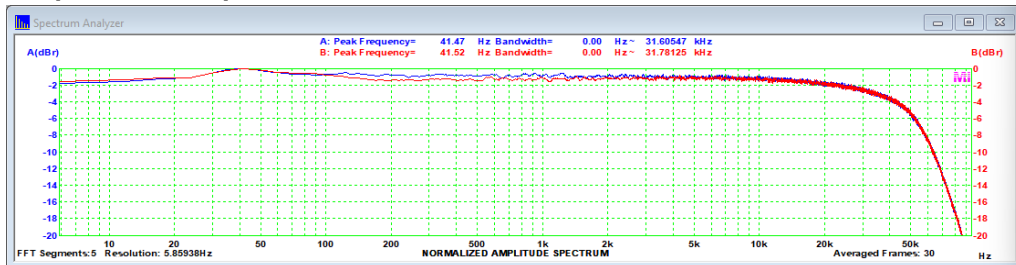
Distorção por intermodulação (SMPTE) a 10W



Valores regulares, normais para o tipo de circuito utilizado, em um equipamento simples. Não comprometem (muito), também, a audição.

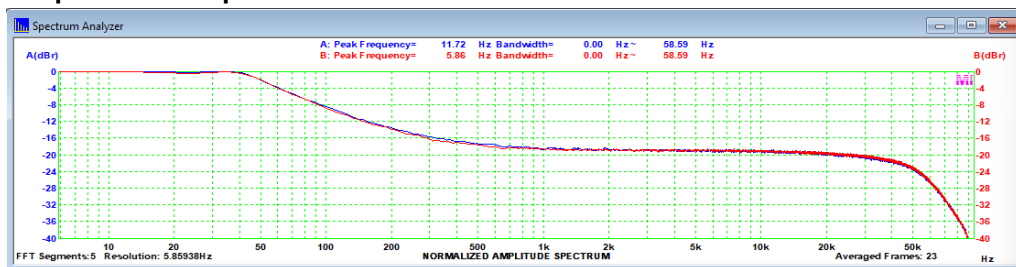
Passamos então à medição da resposta em frequência do AS 2000, com o uso dos controles e filtros disponíveis. Utilizamos ruído branco nestas medições.

Resposta em frequência a 1W - controles em “flat”



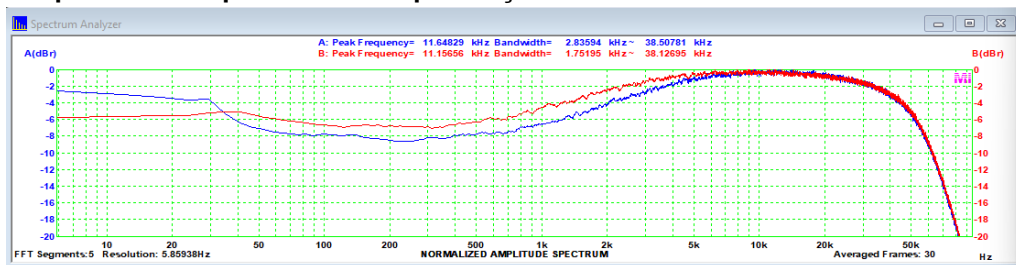
Resposta muito boa e extensa. Adequada para boas audições.

Resposta em frequência a 1W – loudness ON



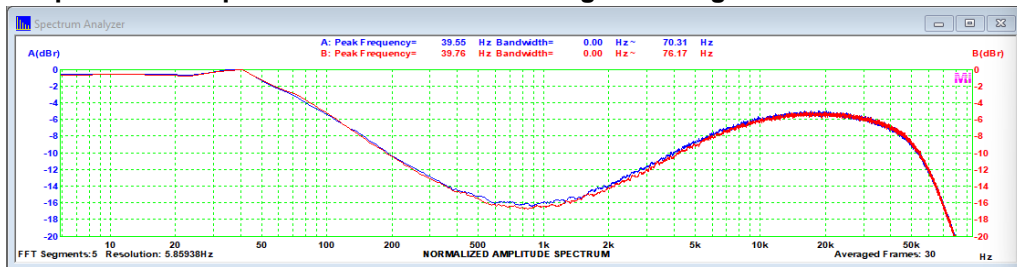
A 25% do controle de volume a resposta com loudness mostrou bastante correção de graves (quase 20dB) e nenhuma de agudos. Não é uma resposta padrão.

Resposta em frequência a 1W – presença ON

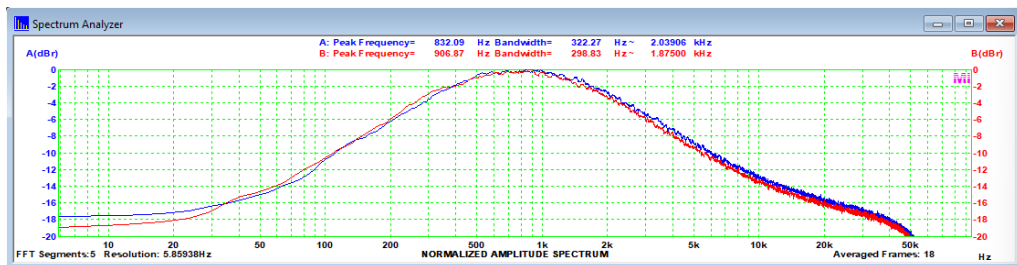


O que deveria ser um reforço de frequência médias, na verdade, é um filtro com ganho de aproximadamente 6dB em médios e agudos, junto com o loudness deve oferecer boa compensação auditiva para níveis baixos. Uma pena não termos informações técnicas sobre o produto para comparação.

Resposta em frequência a 1W – controles de graves e agudos no máximo



Resposta em frequência a 1W – controles de graves e agudos no mínimo



Controles bastante agressivos em seus limite, pois, à exceção do reforço de agudos, na ordem de 10dB, os reforços e atenuações chegam a 18dB.

Conclusões

O FBL AS 2000 não faz feio para a época, mas não é o equipamento, digamos, mais sofisticado da época. É simples, com performance boa e recursos suficientes, além de bem acabado e construído com material de boa qualidade. Não percebemos, em audição, ruídos ou zumbidos acentuados ou mesmo nada que o desabonasse.

Como recebemos o amplificador junto com seu par, o sintonizador AM/FM estéreo FBL TS 2200, resolvemos colocá-lo como amplificador de testes em nossa bancada, onde aproveitamos para ouvir a Antena 1 nas horas vagas.

A audição proporcionada pelo conjunto é boa, sem se tornar cansativa. Um bom conjunto, de linhas harmoniosas. A potência disponível é mais que suficiente para pequenos ambientes. O sintonizador casa muito bem com o AS 2000 e proporciona bastante diversão, com uma antena adequada. Ele também passou por alguns ajustes estéticos, e é o que o leitor poderá observar no próximo artigo.

Até a próxima!

Troca de Lâmpadas de Filamento em Equipamentos Antigos

Marcelo Yared*

Neste mês fizemos a avaliação do amplificador FBL AS 2000. O equipamento foi cedido por um confrade, o Rômulo, e veio junto com o sintonizador da marca, o TS 2200. Um conjunto bem bonito e compacto, muito bem acabado.



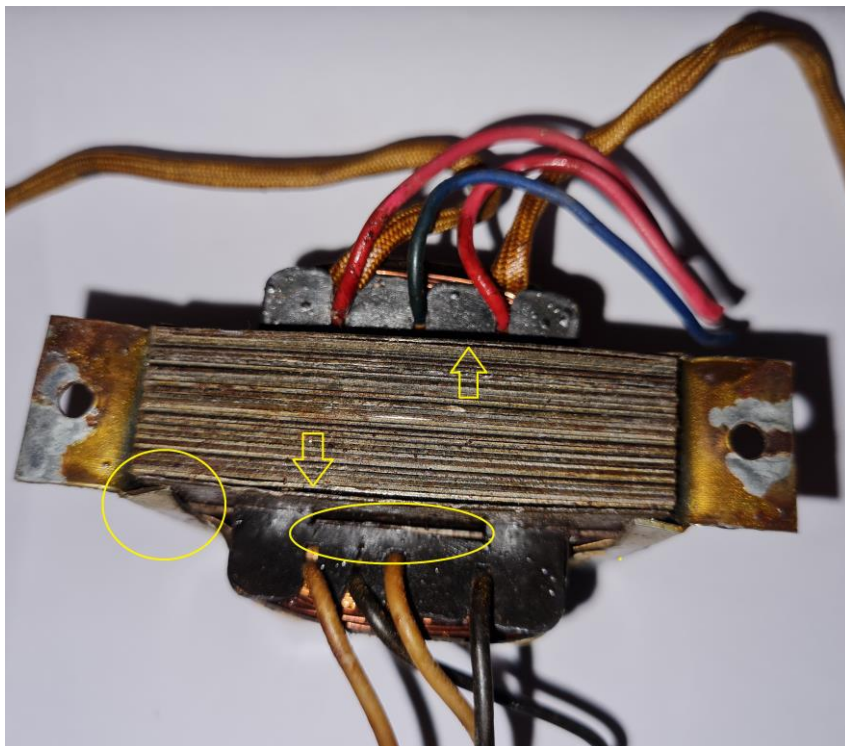
Ambos estão com a conservação do painel muito boa e resolvi utilizá-los como equipamentos auxiliares em minha bancada e, vez por outra, ouvir umas músicas na Antena 1, uma das poucas rádios em FM que restou com conteúdo musical decente, em minha humilde opinião.

O sintonizador já havia sido restaurado, digamos assim, e as lâmpadas de seu painel, de filamento de 6,3V, já haviam sido substituídas, infelizmente, por uma fita de LED azul, bem intenso. Ficou parecida, conforme reclamei, brincando, com o Rômulo, com uma “porta de boate”... Descobri isso após ligar o equipamento, que apresentou, também, um zumbido bastante forte, típico de transformador ligado em tensão errada.

Verifiquei que a chave seletora de tensão estava correta, então, abri o equipamento para investigar melhor. A montagem interna é boa, como a do AS 2000, e a FBL utilizou, como vários fabricantes da época, módulos de RF e de FI padronizados, fornecidos por empresas como a Solhar e a Unitac. Quem acompanha **Dicas & Diagramas**, em Antena, sabe que, a partir da década de 1950, diversas empresas nacionais foram criadas e forneciam módulos desses tipos para os fabricantes brasileiros.

*Engenheiro Eletricista

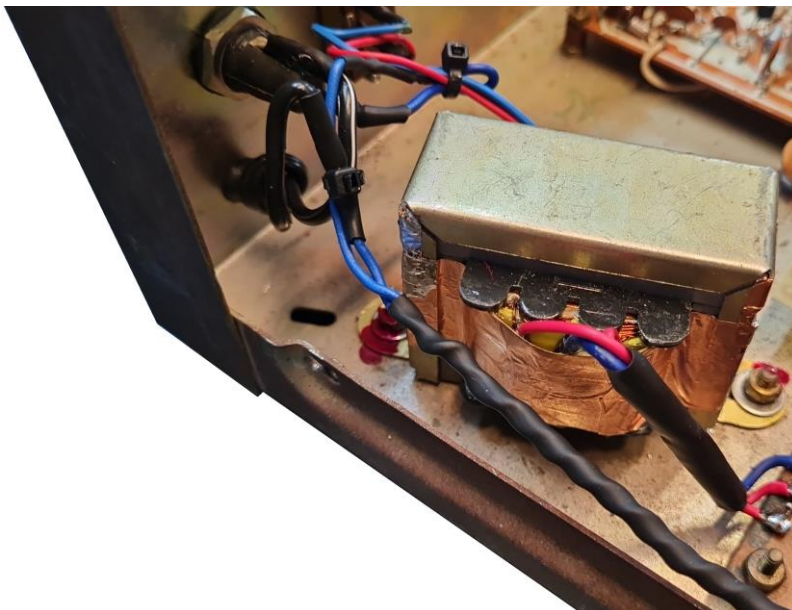
Logo de cara, foi possível perceber o problema do zumbido elevado. Como não é possível que a FBL tenha permitido que o equipamento saísse de fábrica nessa condição, muito provavelmente alguém, em uma manutenção, alterou ou tentou consertar o transformador, mas o fez de uma maneira muito ruim, um serviço de baixa qualidade na acomodação das chapas do núcleo, o que tornou o transformador barulhento. Faltaram chapas, que, talvez, ele tenha danificado ao desmontar o componente.



Nas marcações em amarelo podemos ver o estaqueamento incorreto das chapas e a deformação no suporte por conta da falta de chapas do núcleo.

O transformador é uma unidade de 18VAC+18VAC, com um enrolamento adicional de 6,3VAC para as lâmpadas de filamento. Não pensamos em repará-lo, pois tínhamos em nossa sucata um transformador de tamanho bastante parecido, de 12VAC+12VAC de secundário. Foi fácil retirar suas chapas e enrolar espiras adicionais para 18VAC.

Não colocamos um enrolamento para as lâmpadas de filamento, pois pretendíamos utilizar LEDs de cor bastante similar à das lâmpadas de filamento (2700K de temperatura – branco quente) e iríamos alimentá-las com a tensão da fonte do TS 2200.



Foi providenciada blindagem para o transformador novo e, também, melhorado o isolamento das fiações de rede elétrica primária, apenas por precaução e pelo fato de termos de mexer na fiação, obrigatoriamente, para a troca.

Esses LEDs são bastante eficientes, consomem pouca energia e produzem um brilho intenso. A cor é bem similar à das lâmpadas de filamento.

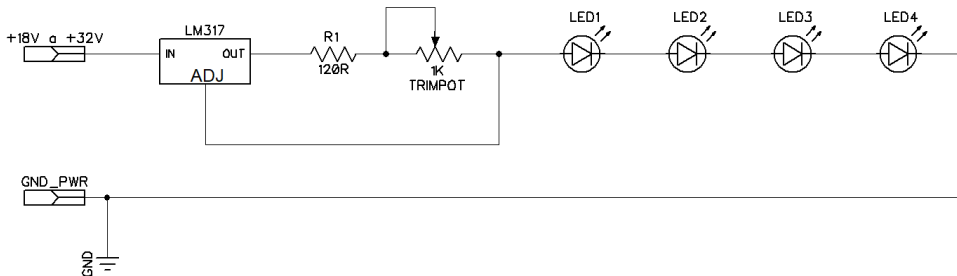


Liguei, então, os LEDs em uma barra de fibra de vidro cobreada alinhada com os furos para as lâmpadas do mostrador.

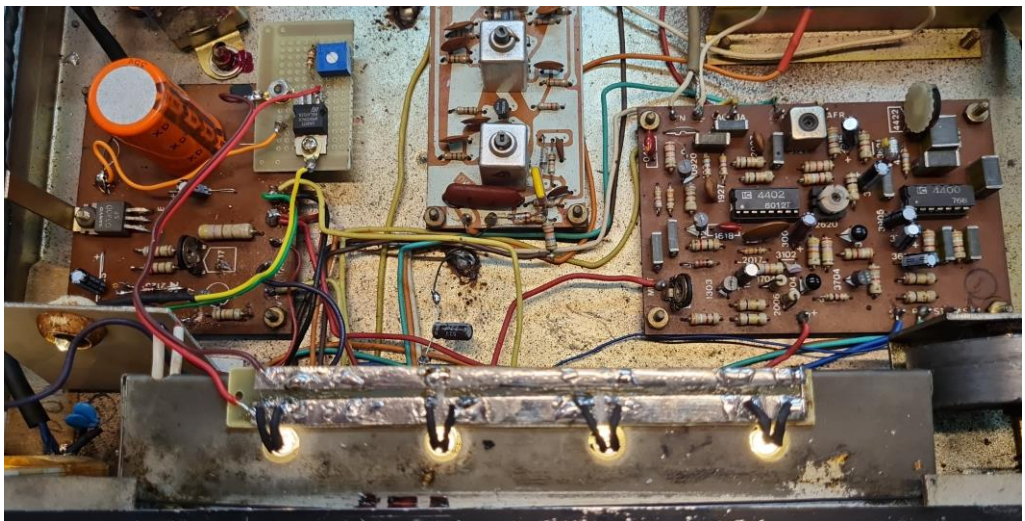
Coloquei um resistor limitador de $1,8k\Omega$ em série com cada um e funcionou, mas, mesmo com apenas uma dezena de miliamperes, eles iluminaram fortemente o painel, excessivamente até. São muito poderosos. A foto acima dá uma boa ideia do nível de luminosidade produzida por eles.

Ao invés de ficar experimentando com valores de resistores, resolvi fazer um pequeno circuito, mostrado abaixo, que controla a corrente que atravessa os LEDs, colocando-os em série, utilizando o conhecido LM317 como controlador de corrente constante. Cada LED apresenta em torno de 3V entre seus terminais, assim, quatro em série necessitariam de uns 12V, os quais, somados aos 2V a 3V mínimos que o LM317 necessita para funcionar, estão dentro do limites da fonte do sintonizador.

O circuito é bem simples e foi montado em uma placa pré-perfurada. Com os valores de R1 e do trimpot utilizados a corrente pode variar entre em torno de 1mA e em torno de 10mA. Quem quiser pode alterar esses limites, com a fórmula $I_{máxima} = 1,26V/R1$ e $I_{mínima} = 1,26V/(R1+TRIMPOT)$. É importante notar que a corrente dos LEDs atravessa R1 e o trimpot e, assim, eles devem ser capazes de suportá-la.



Na foto abaixo podemos observar a pequena placa de fibra de vidro pré-perfurada com o LM317 e a barra que suporta os LEDs. A luminosidade foi ajusta no trimpot para permitir o visual da foto da primeira página deste artigo.



A propósito, a iluminação do medidor de sinal foi feita com um resistor limitador, e o LED precisou de uns poucos miliamperes para iluminar a escala completamente.

Projeto de Amplificadores de Potência para Áudio

Parte I - História

Álvaro Neiva*

No. 879,532.

PATENTED FEB. 18, 1908.

L. DE FOREST.
SPACE TELEGRAPHY.
APPLICATION FILED JAN. 29, 1907.

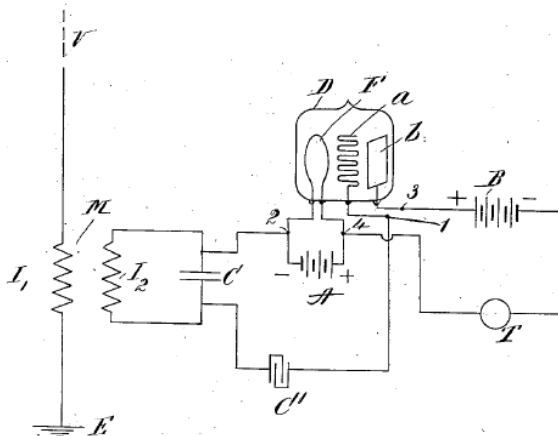


Fig. 1

Fig. 1

O Princípio

Pode-se dizer que a eletrônica surge com esse circuito... e era para radiofrequência, amplificando o sinal captado pela antena na recepção de sinais telegráficos. O *Audion* (hoje tríodo) foi o nome dado ao dispositivo amplificador criado por Lee DeForest em 1906, com a introdução de um eletrodo de controle (a grade) entre o filamento (o catodo) e a placa (o ânodo), que atraía os elétrons emitidos pelo filamento aquecido, no diodo retificador inventado por John Ambrose Fleming em 1904.

Controlar, de forma proporcional a um sinal de entrada, a corrente e a tensão obtidas nos terminais de saída é o que caracteriza um circuito amplificador.

*Engenheiro Eletricista

O sistema telefônico e, logo a seguir, a radiodifusão de voz ou música, mais a busca de meios para fazer os filmes terem som, foram a força motriz por trás do desenvolvimento da amplificação de áudio e da tecnologia de alto-falantes que usamos até hoje.

Em paralelo, a necessidade de fazer com que espectadores distantes pudessem ouvir os discursos, em cerimônias e acontecimentos políticos que envolviam multidões, levou ao desenvolvimento dos sistemas de “**Public Address**” [ref. 1, Green, Maxfield] ou **PA**, muito mais tarde também usados para amplificar apresentações de música ao vivo.



Fig. 2 - Multidão no discurso de posse presidencial (1921) Washigton, DC, USA.



Fig. 3 Sistema de PA usado no discurso de posse presidencial em Washigton, DC, USA, 1921.

Nesses sistemas pioneiros, toda a tecnologia vinha do sistema telefônico, tanto padrões quanto equipamentos, por isso, coisas como o decibel (dB), filtros elétricos seletivos de frequência e equalizadores começaram a fazer parte do dia a dia dos engenheiros e técnicos que lidavam com sistemas de áudio [1].

Nesses tempos heroicos, antes da válvula eletrônica, a linha telefônica usava um microfone com grãos de carvão compactados, em contato com um diafragma metálico, que funcionava como um resistor variável, cuja resistência dependia da variação da pressão sonora, incidente no diafragma que funcionava acoplado aos grãos de carvão.

Isso modulava* a corrente contínua que circulava pela linha mesmo sem voz, provocada pela tensão contínua da bateria que alimentava o circuito telefônico. Como era preciso fazer chegar uma amplitude de tensão para o sinal de 0,775Vrms sobre 600Ω no aparelho receptor (a qual corresponde a uma potência de 1mW) e não havia como recuperar as perdas na linha, a preocupação com as perdas de potência era tremenda.

Nesse contexto, o dB apareceu como uma unidade correspondente à perda de potência por milha da linha telefônica padrão...

Para uma portadora em CC, a frequência é zero...e como as frequências de áudio são baixas, com enorme comprimento de onda, então vamos tratá-las como sinais sem propagação por onda eletromagnética (estacionários) e caso haja necessidade de transmiti-las sem fios será preciso modular uma portadora de RF ($f > 30\text{kHz}$) e depois demodular esse novo sinal.

Nessa época, o trabalho genial de pesquisadores e inventores como Zobel [2], Puppin [3] e Heaviside [4], dentre outros, girava em torno de reduzir perdas nas linhas telefônicas ou telegráficas.

Com o aparecimento dos amplificadores à válvula, a possibilidade de transmissão a distâncias maiores, usando amplificadores para compensar as perdas, desatou esse nó das telecomunicações.

Nos primeiros amplificadores, conseguir mais que alguns ou algumas dezenas de watts de potência era uma tarefa formidável, portanto, nos sistemas de sonorização havia uma enorme preocupação com a eficiência dos alto-falantes. Para isso, o uso de cornetas era indispensável. Nas figuras 4 e 5, abaixo, a caixa corneta "Shearer" usada em cinemas em 1935.

*modular significa passar a informação de um sinal para outro sinal chamado de portador, de forma a aumentar a potência e permitir a transmissão do primeiro sinal a distâncias maiores, seja via cabos ou via ondas de rádio, quando a frequência da (onda) portadora for alta o suficiente.

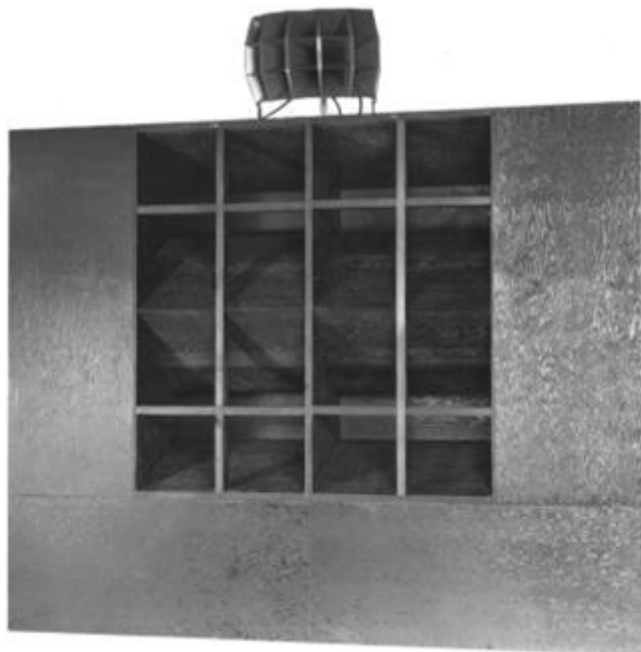


Fig. 4

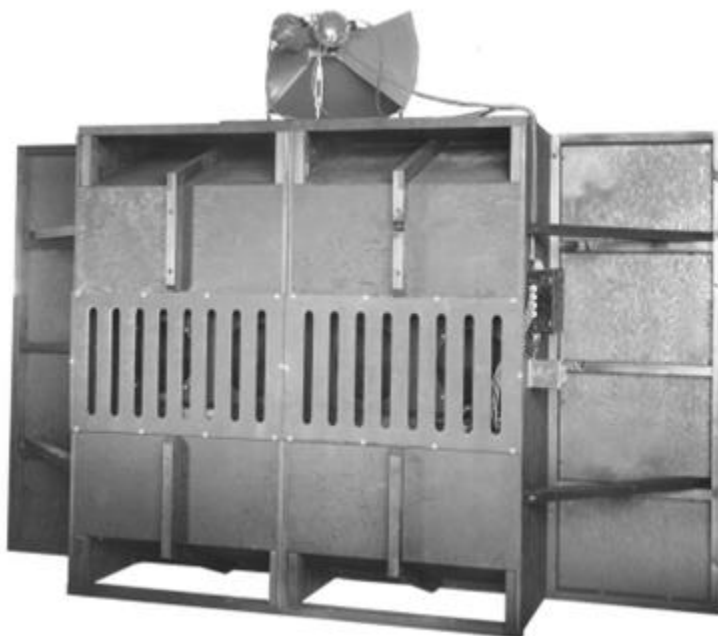


Fig. 5

Na figura 6, o falante usado nas cornetas para frequências médias e altas (driver de compressão Lansing 284):

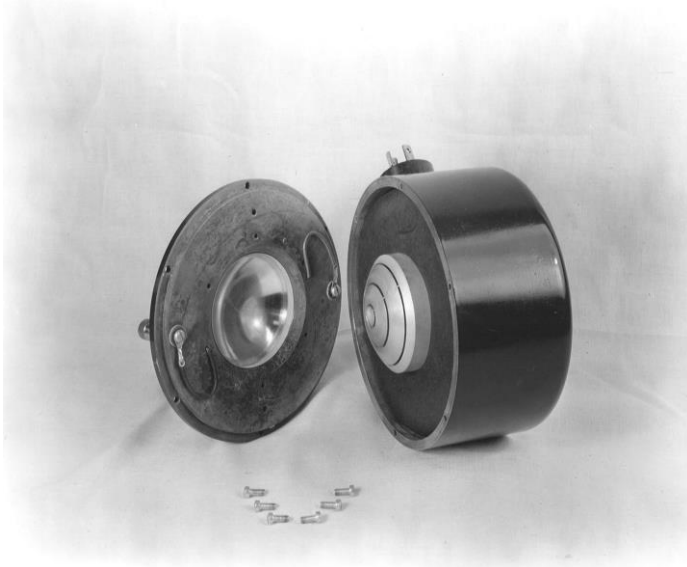


Fig. 6

Aqui o alto-falante de baixas frequências (Lansing 15XS):



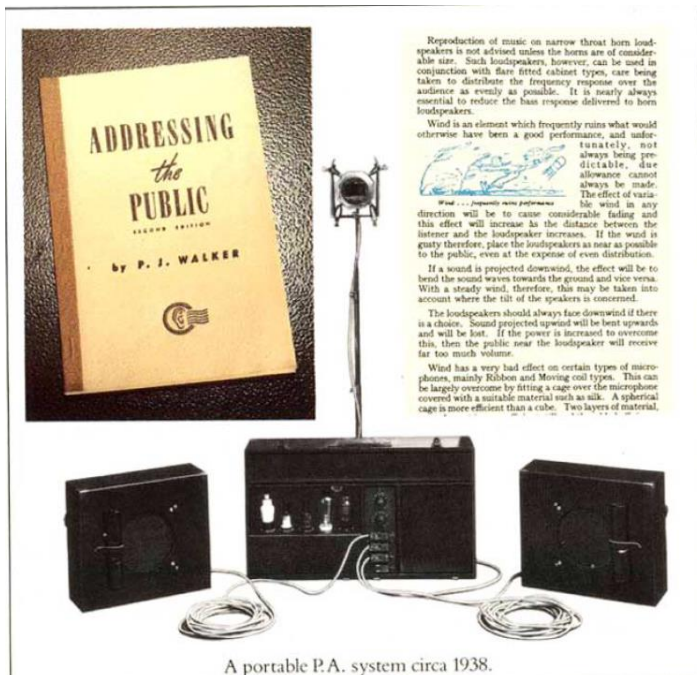
Fig. 7

Na figura 8 um amplificador com válvulas eletrônicas (Altec A-323B):



Fig. 8

Outro exemplo: Sistema portátil de PA em 1938
Acoustical Manufacturing (Quad) UK



A portable P.A. system circa 1938.

Fig. 9

E a tecnologia evolui, alcançando, ao final da primeira metade do século XX, um elevado patamar tanto de qualidade quanto de pura capacidade de potência.

Amplificadores como o Quad II e os Leak “Point One”, na Europa, e nos EUA o amplificador “Brooke”, que usava somente tríodos, ou a configuração “Ultralinear” para pênodos, criada por David Hafler, ou ainda os amplificadores de Frank McIntosh, trouxeram à amplificação com válvulas um desempenho que não fica devendo nada, em termos de qualidade, à maioria dos amplificadores atuais. Na verdade, ainda são fabricados modelos de alta qualidade e alto custo também, para os consumidores dispostos a arcar com isso. Afinal de contas, para ver as horas não é preciso relógio de luxo, mas...



Fig. 10



Fig. 11

Válvulas, na sua maioria, usam tensões altas e correntes baixas, sua resistência interna é da ordem de $k\Omega$, portanto, têm dificuldades para serem ligadas diretamente aos alto-falantes, que são cargas de baixa impedância (2Ω a 16Ω).

Desta forma, usa-se **transformadores de saída** (como na figura 12) para realizar essa adaptação. Um típico amplificador de potência a válvulas do princípio do século XX teria uma das seguintes configurações na sua etapa de saída:

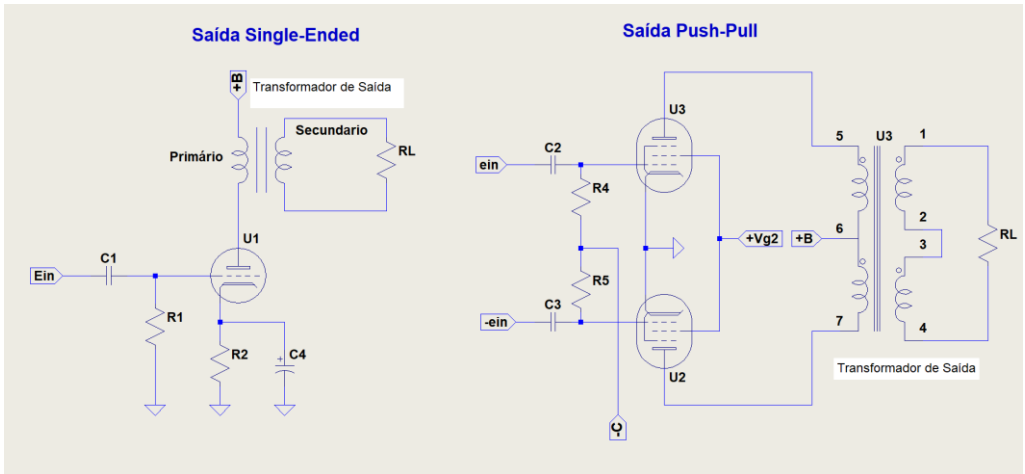


Fig. 12

Aqui o resistor RL representa o alto-falante, por simplicidade.

Válvulas Eletrônicas de Potência Típicas

| Triodo de aquecimento direto | Tetrodo de feixe dirigido | Pentodo de Potência |
|---|--|---|
| <p>300 B</p> <p>E. F. TRIODE Base: 4-PIN CERAMIC BASE</p> <p>$U_g = 5\text{ V}$ $I_g = \text{ca } 1,5\text{ A}$</p> <p>Typical characteristics:</p> <ul style="list-style-type: none"> $U_a = 300\text{ V}$ $U_g = -61\text{ V}$ $I_a = 60\text{ mA}$ $S = 5,5\text{ mA/V}$ $R = 200\ \Omega$ $\mu = 3,95$ <p>Limiting values:</p> <ul style="list-style-type: none"> $U_a = 450\text{ V}$ $W = 40\text{ W}$ Maximum plate current for manually adjusted grid bias or self-biasing $I_a = 70\text{ mA}$ Maximum plate current for manually adjusted grid bias or self-biasing $I_g = 100\text{ mA}$ <p>Capacitance:</p> <ul style="list-style-type: none"> $C_{gr} = 47\text{ pF}$ $C_g = 11\text{ pF}$ $C_{gr+g} = 7,3\text{ pF}$ | <p>6L6 GC</p> <p>A. F. BEAM PENTODE Base: OCTAL</p> <p>$U_g = 4,5\text{ V}$ $I_g = \text{ca } 0,8\text{ A}$</p> <p>Typical characteristics: Class A1</p> <p>Single tube: Push-Pull</p> <ul style="list-style-type: none"> $U_a = 250\text{ V}$ 270 V $U_g = 250\text{ V}$ 270 V $U_g = -18\text{ V}$ -17,5 V $I_a = 72\text{ mA}$ 104 mA $I_g = 5\text{ mA}$ 11 mA $R = 22,5\text{ k}\Omega$ $S = 5\text{ k}\Omega$ $N = 6,5\text{ W}$ 17,5 W <p>Limiting values:</p> <ul style="list-style-type: none"> $U_a = 450\text{ V}$ $U_g = 450\text{ V}$ $W = 30\text{ W}$ <p>Triode</p> <ul style="list-style-type: none"> $U_a = 150\text{ V}$ $U_g = 450\text{ V}$ $W = 30\text{ W}$ <p>Grid No 1 Circuit Resonance</p> <ul style="list-style-type: none"> Fixed Bias: 0,1 MΩ 0,1 MΩ Self Bias: 0,5 MΩ 0,5 MΩ <p>Capacitance:</p> <ul style="list-style-type: none"> $C_{gr} = 12,5\text{ pF}$ $C_g = 10\text{ pF}$ $C_{gr+g} = 1,5\text{ pF}$ | <p>EL34, E34L</p> <p>A. F. OUTPUT PENTODE Base: OCTAL</p> <p>$U_g = 6,5\text{ V}$ $I_g = \text{ca } 1,5\text{ A}$</p> <p>Typical characteristics:</p> <ul style="list-style-type: none"> $U_a = 250\text{ V}$ $U_g = 0\text{ V}$ $U_g = 285\text{ V}$ $U_g = -10\text{ V}$ -13,5 V $I_a = 0,30$ $I_g = 130\text{ mA}$ $R = 130\text{ k}\Omega$ $S = 14,9\text{ mA}$ $S = 11\text{ mA/V}$ $R = 15\text{ k}\Omega$ $N = 11$ $I_a(I_{g1}) = 30\text{ V} \times 7\text{ mA}$ <p>Limiting values:</p> <ul style="list-style-type: none"> $U_a = 300\text{ V}$ $U_g = 800\text{ V}$ $W = 25\text{ W}$ $U_g = 800\text{ V}$ $U_g = 450\text{ V}$ $W = 9\text{ W}$ $I_a = 150\text{ mA}$ $U_g = 100\text{ V}$ $R_{gr} = 70\text{ k}\Omega$ <p>Capacitance:</p> <ul style="list-style-type: none"> $C_{gr} = 15,5\text{ pF}$ $C_g = 10\text{ pF}$ $C_{gr+g} = 1,5\text{ pF}$ <p>Red/Blue versions available</p> |

Fig. 13

O projeto de um amplificador desses merece alguns capítulos, mas começa pela determinação da relação de espiras do transformador, para que a resistência refletida como carga da válvula, ou válvulas, seja ótima, pelo menos em relação ao mínimo de distorção, para uma determinada excursão da corrente de saída e potência média correspondente, fornecidas à carga RL.

Observem que não falei em **casamento de impedâncias**...

De fato, tirando circuitos de RF e alguns filtros passivos LC para áudio, usados em telefonia, ou os transformadores híbridos, que também eram usados na telefonia analógica no século passado e projetados para funcionar com as impedâncias de entrada e saída casadas com a fonte de sinal e carga, praticamente nenhuma **cadeia de amplificação de sinais de áudio** funciona nessa condição [ref. 5] [ref. 6].

Uma boa razão para isso é que, ao casar a impedância de saída do amplificador com a carga, a eficiência dos amplificadores cai a menos de 50% e eles vão dissipar internamente tanta potência quanto a que fornecem à carga.

O uso da expressão “casar impedâncias”, **em áudio**, na maioria dos casos está equivocada e vem da interpretação e aplicação inadequada do “Teorema da Máxima Transferência de Potência” (MTP). como já foi exposto por Snow [ref. 5, JAES, 1953] [ref. 7, JAES, 1957] e vários outros autores... [ref. 6, Bohn].

Isso vem de uma época em que não havia amplificação e a única potência disponível para mover o receptor do telefone era a gerada pela voz no transmissor (microfone). Não é de se admirar a necessidade de se conseguir o casamento de impedâncias para obter a MTP nas linhas telefônicas do século XIX.

Encontrado em qualquer livro de teoria de circuitos, o teorema, na sua forma mais simples, vem da demonstração (matemática) de que uma **resistência R_L** vai dissipar um **máximo de potência** ao ser ligada a uma **fonte de tensão**, cuja tensão sem carga seja **U_0** e que tenha uma **resistência interna R_0** , **também considerada constante, quando $R_L=R_0$** . Essa análise é um modelo simplificado para a interação entre um amplificador e uma carga apenas resistiva, o que, na maioria dos casos, não corresponde à realidade. Vamos avaliar quais são as suposições feitas:

a) **A impedância de carga é apenas resistiva**, o que não corresponde à realidade de muitas aplicações, como amplificadores de potência para alto-falantes ou caixas acústicas, por exemplo. Não sendo apenas resistiva, varia com a frequência em módulo e fase, o que tornaria, caso fosse realmente necessária, uma tarefa difícil manter o casamento ao longo de uma faixa de frequências com 10 oitavas ou 3 décadas (1:1000);

b) **A impedância interna do amplificador é considerada apenas resistiva e constante**, o que, na maioria dos casos, não vai ser verdade. Sendo uma impedância, vamos ter variações em função da frequência e podemos ainda ter um valor de impedância interna para sinais pequenos e uma variação não linear para grandes sinais.

Em amplificadores de potência a eficiência é importante. É fácil verificar que o rendimento de um amplificador casado com sua carga não passa de 50%, qualquer que seja o circuito empregado para gerar sua tensão de saída...

Na figura 14 temos o diagrama do modelo elétrico que representa um amplificador que fornece uma **tensão U_o** sem a carga ligada (em circuito aberto) e possui uma resistência interna (causada por vários fatores) **R_o** , ligado à uma carga externa **R_L** , sobre a qual podemos medir a tensão de saída **U_L** . A tensão **U_L** será sempre $< U_o$, e teremos uma perda de tensão e potência em **R_o** . Esse é o chamado **Equivalente Thévenin** da situação real.

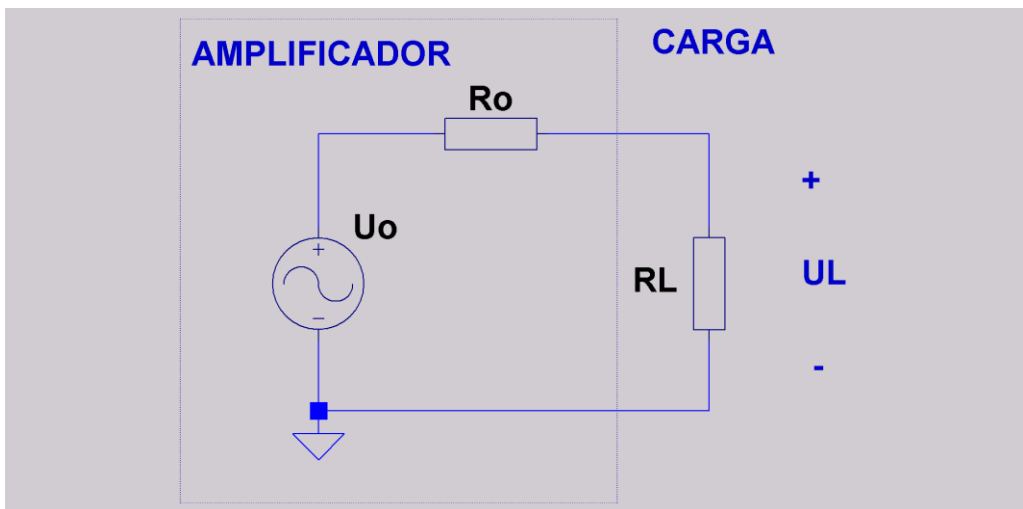


Fig. 14

Analisando o **modelo de circuito**, o qual representa o amplificador ligado à sua carga, chega-se a:

$$U_L = \frac{R_L}{(R_L + R_o)} \cdot U_o \quad (1)$$

$$\eta_{\%} = \frac{R_L}{(R_L + R_o)} \cdot 100 \quad (2)$$

Onde

$\eta\%$ = rendimento percentual, fora perdas pela classe

R_L = valor da resistência de carga (Ω)

R_o = valor da resistência interna do amplificador (Ω)

A equação (2) também pode ser reescrita como:

$$\eta\% = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_o}{R_L}\right)} = \frac{D}{(D+1)} \cdot 100 \quad (3)$$

Onde

$$D = \frac{R_L}{R_o} \quad (4)$$

É o **fator de amortecimento** do amplificador. Esse parâmetro indica o quanto é **menor** a resistência interna ou de saída do amplificador em relação à resistência de carga especificada.

$$R_o = \frac{R_L}{D} \quad (5)$$

Quando o módulo da impedância de saída do amplificador se aproxima da impedância de carga, o que seria uma condição para o casamento, além da perda de eficiência, outros efeitos vão aparecer:

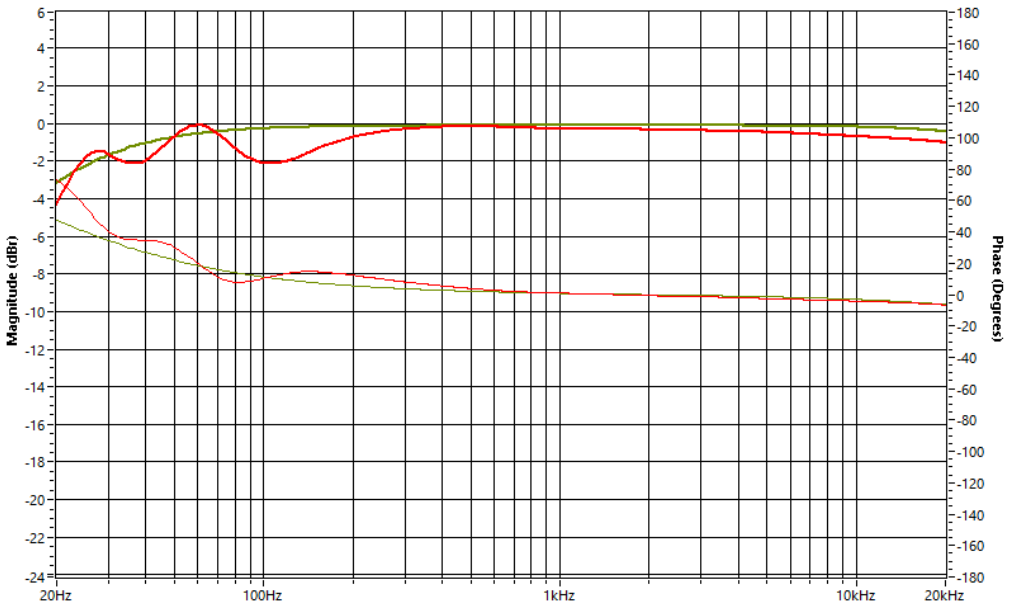


Fig. 15

Na figura 15, observamos a resposta de um amplificador com $D=20$ aproximadamente ($\Rightarrow R_o \approx 0,4\Omega$), medido nos bornes de saída, pelo método explicado anteriormente pelo Eng. Marcelo Yared, aqui em Antenna, em duas situações:

- a) Em **mostarda** com uma carga de 8Ω resistiva;
- b) Em **vermelho**, com a carga de uma caixa acústica com impedância nominal de 8Ω .

Podemos observar uma grande variação da resposta em frequência (-2dB) devido à impedância da caixa acústica. Imaginem com um fator de amortecimento unitário ($D=1$)...

O mesmo raciocínio pode ser aplicado para as fontes de sinal ligadas à entrada de um amplificador e já vimos que casar a impedância da fonte com a de entrada do amplificador leva a uma perda de 50% da amplitude ou 6dB no nível de sinal, piorando a relação sinal/ruído... [ref. 5]

Para evitar a perda inevitável ao ser feito o casamento de impedâncias, bem como possíveis distorções não lineares ou alteração na resposta em frequência esperada, as entradas de amplificadores ou pré-amplificadores costumam ter como **impedância de entrada**, no mínimo, 5, 10 vezes, ou mais, que a impedância de saída das fontes de sinal ou de transdutores como microfones por exemplo.

De fato, olhando as expressões (1) e (2), é fácil observar que, se $R_o \rightarrow 0$, teríamos a máxima tensão de saída, máximo fator de amortecimento e máxima eficiência... **e o outro máximo de potência possível de se obter**, o qual é obtido ao se variar (reduzir) R_o mantendo R_L fixo, situação bem mais próxima da realidade dos sistemas de áudio, onde temos valores padrão para a impedância de alto-falantes. Esse máximo seria o valor de potência obtido com a tensão em circuito aberto disponível no amplificador:

$$P_{m\acute{a}x} = \frac{U_o^2}{R_L} \quad (6)$$

Portanto, desde o aparecimento dos amplificadores para recuperar as perdas de potência, foi sendo abandonado, **em sistemas de áudio**, o uso de impedâncias de saída e carga casadas.

No lugar da **MTP, Máxima Transferência de Potência**, busca-se a **MTT, Máxima Transferência de Tensão**. Os amplificadores de áudio, com qualquer potência de saída, se configuram como **Amplificadores de Tensão**, na sua imensa maioria, com alta impedância de entrada e baixa impedância de saída frente a suas fontes de sinal e impedâncias de carga.

Diferente dos sistemas de RF (para $f > 300\text{kHz}$), o comprimento de onda dos sinais de áudio amplificados é muito maior que qualquer comprimento de cabo razoável ou dimensões dos equipamentos e circuitos, portanto não vão existir ondas estacionárias nem necessidade do casamento de impedâncias para evitá-las.

Avanço da Tecnologia

Na segunda metade do século XX vão surgir os transistores, dispositivos de amplificação que usam as propriedades dos materiais semicondutores para realizar essa função.



Fig. 16

Na figura 16, o AD149, um transistor PNP de germânio e um dos mais usados no início da década de 1960.

Nos transistores, a condução de corrente se dá dentro de um cristal de material semicondutor, onde já existem portadores de corrente na temperatura ambiente e não há necessidade de aquecimento para criá-los, como nas válvulas eletrônicas, cujos filamentos precisam ser aquecidos para criar uma nuvem de elétrons que possam ser atraídos para a placa, fazendo circular a corrente necessária para seu funcionamento.

Só isso já representa um enorme aumento da eficiência global dos amplificadores.

A redução de tamanho dos componentes, do consumo de energia e do custo de fabricação, alcançada com o uso de transistores, tornou essa tecnologia a dominante atualmente.

Além disso, a capacidade de lidar com correntes altas permitiu eliminar os grandes e pesados transformadores de saída e a existência de dispositivos de polaridades complementares facilitou o acoplamento direto entre estágios e até a carga.

Ainda assim, os primeiros circuitos transistorizados usavam transformadores!

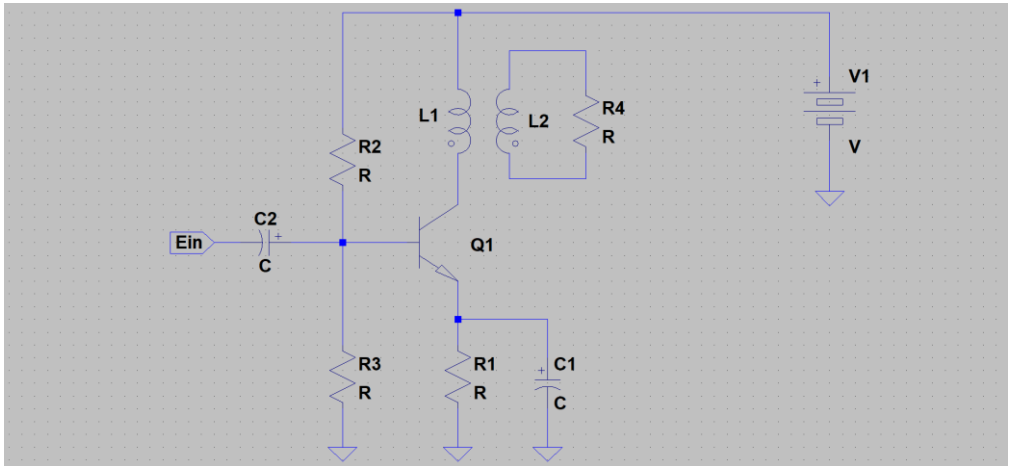


Fig. 17 (Single Ended)

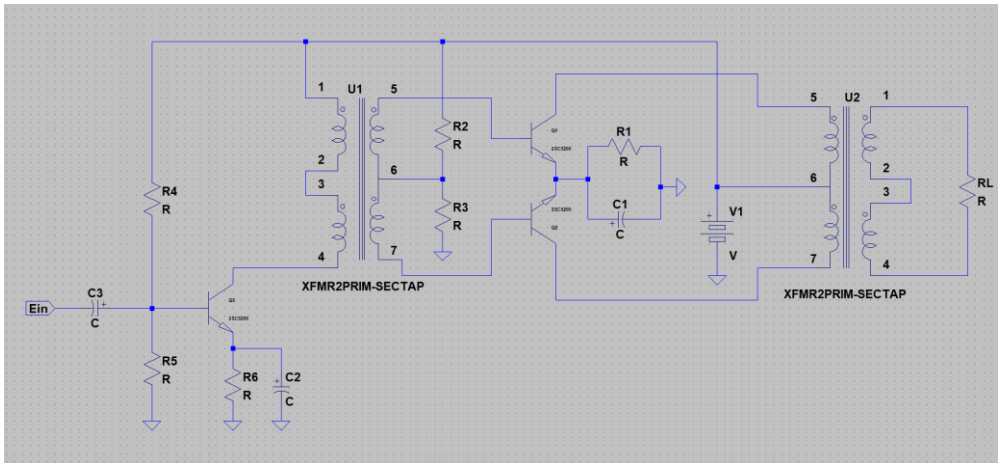


Fig. 18 (Push-Pull)

Eliminando os transformadores

Ao usar fontes de alimentação com uma única polaridade, a necessidade de se ter o terminal de saída com a metade da tensão de alimentação CC, para máxima excursão de sinal, entra em conflito com a impossibilidade de existir um potencial CC nos terminais do alto-falante. Para evitar a circulação de CC na bobina móvel do falante, uma solução é usar capacitores de acoplamento para transferir energia para os alto-falantes. Uma outra solução seria usar um circuito em ponte (bridge), mas seria necessário usar mais transistores.

Aliás, são chamados capacitores de acoplamento aqueles que transferem sinal e potência entre um estágio e outro, ou entre um amplificador e sua carga.

Capacitores de desacoplamento são aqueles que desviam para terra corrente de sinal de um estágio ou componente...

Um típico circuito que usa a propriedade de bloquear CC dos capacitores será como abaixo (esse talvez não seja dos mais típicos...):

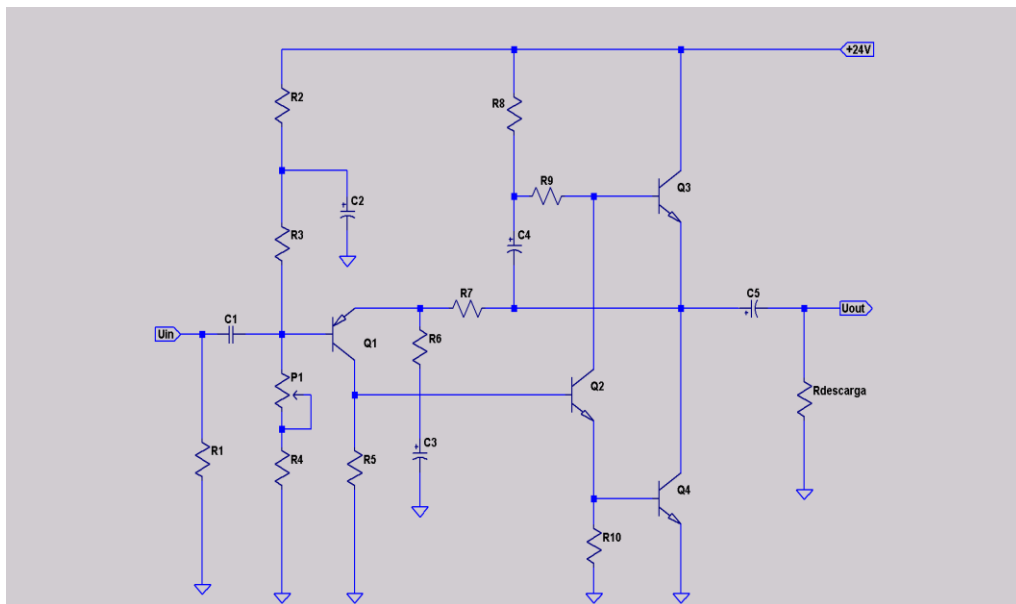


Fig. 19

Aqui o resistor de 8Ω representa a carga do amplificador que, provavelmente, será um alto-falante.

Vamos discutir a função e como determinar o valor de todos os componentes.

Os amplificadores com a característica de não usar transformadores são conhecidos também como **OTL**, ou **Output Transformerless**.

A existência de dispositivos semicondutores de duas polaridades (N ou P) vai facilitar e permitir o uso de fontes simétricas, o que permite manter o ponto médio do circuito em $0V$, permitindo o acoplamento direto ao alto-falante. Os circuitos com essa característica vão ser chamados de **OTL OCL**, de **Output Transformerless, Output Condenserless**.

Um exemplo na figura 20, a seguir:

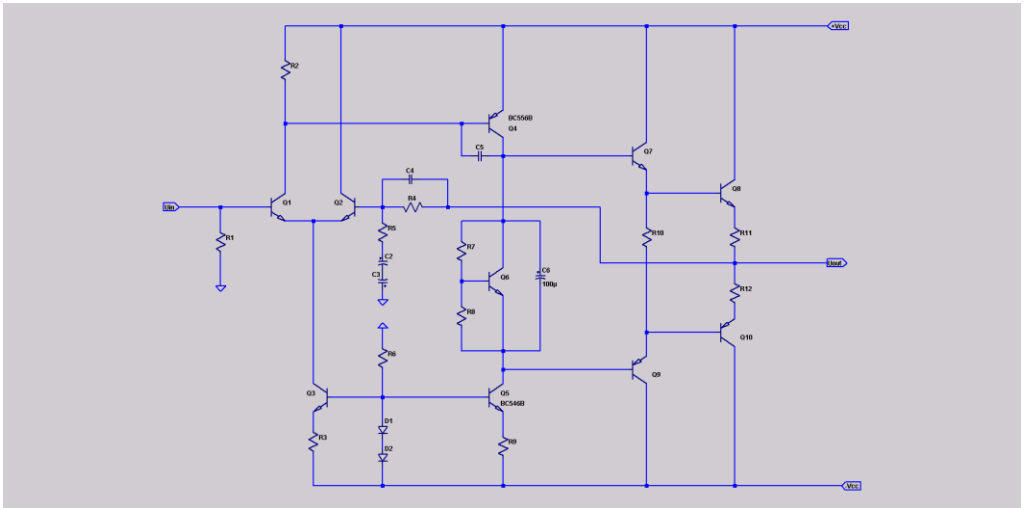


Fig. 20

O exemplo acima é, basicamente, uma das formas ou topologias mais comuns nos circuitos para amplificação de potência em áudio na década de 1970 a 1980.

Classes de Amplificação

Também podemos classificar os amplificadores por suas **Classes de Amplificação**. Isso é rigorosamente descrito na referência [13, Bortoni]. Um site interessante a respeito é: <https://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amplifier-classes.html>, onde achamos essa ilustração (em 12/03/2023). O ângulo de condução só se aplica a senóides.

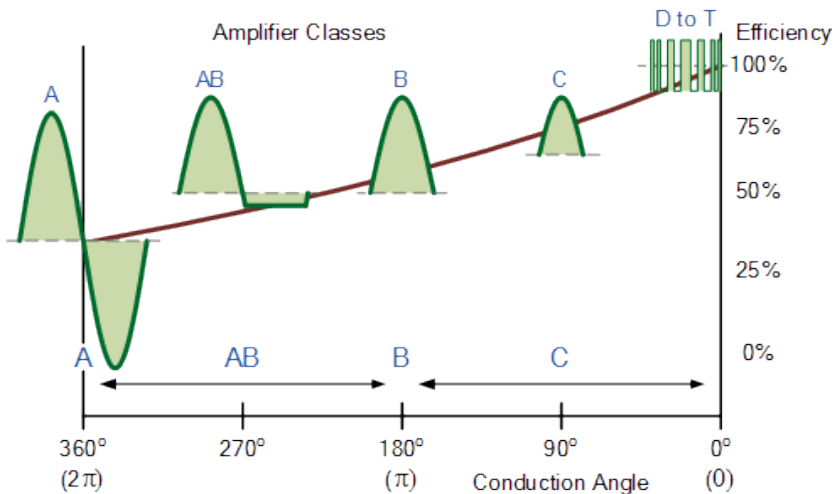


Fig. 21

Amplificadores Classe A: Neste caso, os dispositivos usados para amplificar o sinal conduzem durante todo o tempo, o que, para uma senoide, corresponderia a um ciclo ou um ângulo de 360° . E mesmo sem sinal, há a condução de uma corrente de repouso igual ou maior que a metade do valor de pico desejado para o sinal de saída. Isso leva a uma dissipação média no estágio amplificador bastante elevada, especialmente nos estágios de amplificação de potência. A contrapartida será uma maior linearidade na amplificação, já que não há interrupção na condução de corrente durante a transição entre a amplitude positiva e a negativa do sinal amplificado. Nesse caso, pode ser usado um único elemento ativo (válvula ou transistor) como estágio de potência. Esses são os estágios singelos (Single-Ended ou SE). O preço a pagar vai ser uma eficiência baixíssima, cerca de 10% a 15%. Circuitos push-pull classe A podem chegar a um máximo de 50% (teórico) e vão ficar entre uns 25% e 40% tipicamente. Chamamos de eficiência a relação entre a potência de áudio fornecida à carga e a consumida da fonte de alimentação CC.

Amplificadores Classe B: Aqui, os dispositivos usados para amplificar um sinal simétrico conduzem durante metade do seu período, o que, para uma senoide, corresponderia a um ângulo de 180° . Sem sinal, a corrente de repouso é zero. Isso implica ter uma etapa de saída ou potência com duas metades, uma para as amplitudes positivas e outra para as amplitudes negativas. Ou seja, são obrigatoriamente do tipo “Push-Pull”. Para senoides, cada metade conduz durante um semiciclo, o que traz como consequência o aparecimento de uma região de transição, ou crossover, um “degrau” na passagem da condução de uma metade da etapa de saída para a outra. O resultado disso é o aparecimento de distorção harmônica indesejável, a chamada “distorção de crossover”. A vantagem obtida por essa classe é aumentar a eficiência para cerca de 78% (teoricamente). Para lidar com a distorção de crossover, apareceu a classe seguinte.

Amplificadores Classe AB: Nos amplificadores classe AB, os dispositivos usados para amplificar o sinal conduzem durante mais da metade do período do sinal, o que, para uma senoide, corresponderia a um ângulo maior que 180° e menor que 360° . Sem sinal, a corrente de repouso é maior (em módulo) que zero. Isso torna possível minimizar a distorção harmônica, mantendo uma eficiência da ordem de 60% a 65%.

Amplificadores Classe C: Nestes, a condução de corrente acontece por menos que 180° , o que impossibilita o seu uso para amplificação linear. Vão encontrar uso em amplificadores de RF, onde o sinal de frequência única amplificado pode ser recuperado por um filtro LC sintonizado.

Amplificadores Classe D: Esse tipo de amplificador é um modulador, que transfere a informação do sinal de áudio a ser amplificado, para um sinal portador, de frequência elevada ($f > 200\text{kHz}$ a 2MHz), na maioria dos casos, em forma de pulsos retangulares de frequência muito maior que a mais alta frequência a ser amplificada e com nível médio zero (onda quadrada). A forma de modulação mais comum é a modulação da largura de pulso (PWM), onde o ciclo de trabalho do sinal portador varia de forma proporcional à amplitude do sinal a ser amplificado sem quantização, fazendo com que o valor médio do sinal de saída siga o sinal a ser amplificado, e isso permite a separação dos componentes da portadora dos componentes do sinal de áudio por um simples filtro passa-baixas (e vamos ver que isso não é tão simples assim...). Nesses amplificadores, os transistores usados para a etapa de saída funcionam como chaves, o que reduz as perdas enormemente, permitindo rendimentos acima de 90% a 95%, na potência máxima. Uma confusão comum é considerar o sinal PWM como um sinal digital, o que é até compreensível, porque ele vai ser gerado por comparação de um sinal de áudio analógico com um sinal na frequência da portadora, o que torna o sinal PWM **discreto no tempo**, numa forma de amostragem, sendo a amplitude definida apenas nos instantes de comparação, mas ele vai ser **contínuo na amplitude**, já que não há limitação para o valor do ciclo de trabalho entre os tempos mínimos de condução dos transistores de cada polaridade.

Apesar da variação de amplitude da portadora ser entre dois valores como 0 ou 1 num código binário, não há nessa variação de amplitude nenhuma informação do sinal que está sendo amplificado...

Quando o amplificador PWM recebe um sinal digital como entrada, ele vai funcionar como um DAC ou Conversor Digital/Analógico de potência. E, neste caso, a quantização de amplitude vai ser a mesma do sinal digital de entrada

Amplificadores Classe G e H: Esse tipo de amplificador ajusta a tensão da fonte da etapa de saída de acordo com a amplitude do sinal amplificado, reduzindo a dissipação média de forma considerável e chegando a um rendimento de 85%.

Existem algumas outras “classes” de amplificação, derivadas dessas 6, como a I da Crown ou a S, usada em RF. Na verdade, variações patenteadas da D.

Para Projetar

Nos artigos subsequentes vamos dividir esses circuitos em estágios com funções definidas e aprender métodos de projetá-los, começando pelas especificações de saída como potência e carga nominal, até as especificações de entrada como impedância e sensibilidade. Como sempre, em projetos, não há uma solução única e buscar uma solução ótima em algum sentido vai ser a tarefa do projetista. Até lá!

Referências:

1. Green, I. W., Maxfield, J.P.; **Public Address Systems**; AIEE Midwinter Convention, New York, N. Y., Feb. 14-17, 1923.
2. Zobel, O.J.; **Theory and Design of Uniform and Composite Electric Wave-filters**. Bell System Technical Journal, 2: 1-46; 1923.
3. Pupin, M, **Art of Reducing Attenuation of Electrical Waves and Apparatus Therefor**, US patent 0 652 230, filed 14 December 1899, issued 19, June, 1900.
4. Heaviside, O, "**Electromagnetic Induction and its propagation**", The Electrician, 3 June 1887.
5. Snow, William B.; **Audio Frequency Input Circuits**, JAES, vol 1, 1953.
6. Bohn, Dennis, editor; **AUDIO HANDBOOK**; 1st ed; National Semiconductor Corporation; 1976.
7. Snow, William B.; **Impedance, Matched or Optimum?** 5th Annual West Coast Convention of the Audio Engineering Society, Los Angeles, Feb. 7, 1957.
8. Self, Douglas; **SMALL SIGNAL AUDIO DESIGN**; 1st ed. 2010, Elsevier Ltd.
9. Self, Douglas; **AUDIO POWER AMPLIFIER DESIGN HANDBOOK**; 1st ed. 2010, Elsevier Ltd.
10. Cordell, Bob; **Designing Audio Power Amplifiers**; 1st ed., 2011, McGraw-Hill International.
11. Graeme, Jerald G.; **APPLICATIONS OF OPERATIONAL AMPLIFIERS (THIRD GENERATION TECHNIQS)**; 1st ed. Burr-Brown Research Corporation; 1973.
12. Metzler, Bob; **AUDIO MEASUREMENT HANDBOOK**; 1st ed. 1993, Audio Precision, Inc.
13. Bortoni , Rosalfonso; Noceti Filho, Sidnei; e Seara, Rui; **DIMENSIONAMENTO E AVALIAÇÃO DE ESTÁGIOS DE POTÊNCIA DE AMPLIFICADORES DE ÁUDIO CLASSES A, B, AB, G E H, ASSISTIDO POR ANÁLISE COMPUTACIONAL**; 1999; UFSC e STUDIO R Eletrônica.
14. Hood, John Linsley; **VALVE AND TRANSISTOR AUDIO AMPLIFIERS**, 1st ed. 1997, Newnes, Elsevier Ltd.
15. <https://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amplifier-classes.html>



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.

Uma Troca Complicada...

Vamos mais uma vez encontrar os nossos amigos na padaria do Mario, enquanto aguardam dar quinze para as nove e partir para o trabalho.

Complementando a conversa com uma mistura de Sonhos, Cavacas de milho e pão doce, Toninho defendia mais uma de suas ideias, tida por ele como genial...

- Mas é um fato! Fiz uma análise com muito cuidado aos detalhes, chegando à conclusão de que existe uma montoeira de placas que podem ser adaptadas em outros modelos, e acho eu, até em marcas diferentes.

- Já tentamos fazer isso algumas vezes e o resultado não foi dos melhores. Lembra-se?

- Sim... sim.... Mas naquela época não tínhamos o conhecimento nem o instrumental de hoje. Nem sonhávamos em trocar uma memória SMD!

- Aposto como hoje vou dar um jeito naquela Philips de 50 que está na oficina desde a segunda-feira.

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

- Sou capaz de apostar um lanche igual ao seu como só a placa original vai dar certo.
- Vai ter a coragem de pagar quase 500 Reais em uma placa “main”? Quanto vamos cobrar do proprietário?
- Hum....Eu não faria a aposta, Zé Maria! Vai que.... Toninho consegue fazer o TV funcionar e aí você tem de pagar a despesa? Olhe do que ele é capaz de comer...
- Estou vendo! Uma verdadeira draga humana! Mas estou disposto a apostar!
- Então vamos andando, que chegou a hora do trabalho!
- Não se faça de rogado, Carlito! Hoje é o seu dia! Pague a conta e vamos para a oficina!

Já em torno da bancada, a conversa continuou:

- Vamos resumir a situação: O televisor é um Philips 50PUG6654, com defeito na placa principal, ou “main” como teima chamar o Zé Maria. Porém.... aí Toninho entra na história.
- Achei um absurdo pagar quase seiscentos Reais em uma placa, usada, por sinal... e comprei esta daqui por duzentos! Resolvi arriscar.



FIG 1 – PCI da Philips de 50 polegadas

- E aí o amigo se deu mal...
- É... Deu ruim! Ligou, apareceu a imagem.... porém está dobrada.
- Completando.... o nosso prezado amigo não sabe como sair dessa!
- É problema de configurar a placa, gente! O pior foi feito. Temos imagem!



FIG 2 – Imagem dobrada na Philips

- Então... já tentou o que, Toninho? Conte aí!
- Andei pesquisando no Fórum de Eletrônica e um colega, o Claudir, me informou que pegou um Philips 55PUGxxxx como o mesmo caso: Após a Troca da PCI principal ficou com imagem dividida e expandida. Neste caso não adianta usar aqueles métodos mais antigos.
- E aí? Tem jeito?
- A solução é colocar um arquivo chamado de "NVM" via pen driver conforme o modelo do TV. Mas infelizmente, hoje somente os postos autorizados da Philips estão tendo esses arquivos.
- Tive uma ideia... já fizemos isso por aqui! Os dados de configuração de tela costumam ficar em uma EPROM de 8 pinos. Se essa placa for desse tipo, troque com a da outra placa antiga e pronto!

- Sujeito esperto! Porém em relação a EPROM eu já sabia! Mas... Essa PCI é mais nova, e parece que os fabricantes vão fazendo de tudo pra complicar a nossa vida. O TV não tem a memória! Os dados já ficam na NAND.

- Enquanto vocês discutem sobre o que já foi tentado, eu achei uma possível solução: Olhem aqui!

- Achei esse link com uma dica, que no caso é para colocar no “Service” o “Option Code” que tá na etiqueta do TV

- Tampa... deixe ver... Isso mesmo! Está tudo aqui.



FIG 3 – “Option Code”

- Vamos tentar, gente!

- Pegue o remoto, Toninho, e digite: 062596 e depois INFO.

- Está na mão.... Abriu o menu! Estamos no caminho certo.

- Desça com a setinha... não mexa aí... Pare agora em OPTIONS.

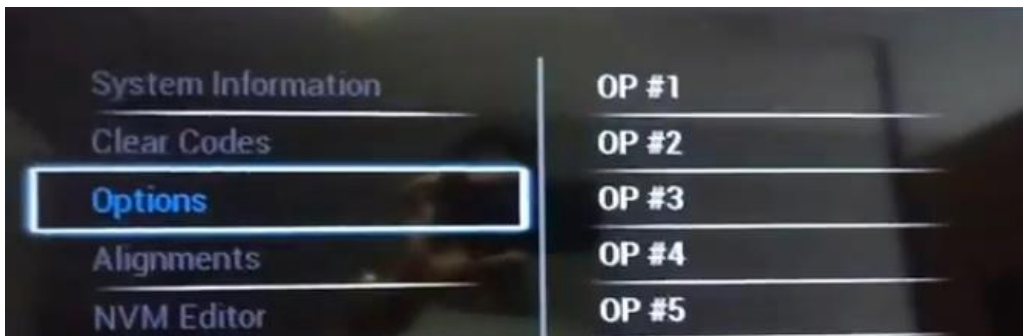


FIG 4 – Tela do televisor

- Deixe ver....são 16 códigos. Vamos lá!

- Pare... temos um outro problema: o remoto tem um teclado numérico e estou vendo opções com letras!

- Letras?
 - Olhe aqui, Zé Maria! Como vou digitar este “04C” ?
 - Falta de estudar mais dá nisso... Letras e números misturados representam um conjunto de hexadecimais! Temos de converte-los! Só isso.
 - É mesmo... Não me lembrava desse detalhe. Por isso toda oficina deveria ter um Carlito à disposição. Mas... Alguém lembra como se faz a dita conversão?
 - Esqueci....
 - Para isso serve a Internet, ora! Procure ai, Toninho!
 - Está quase... achei! Um conversor instantâneo!
 - Hum... [http://www.multicalculadora.com.br/conv ... a-decimal/](http://www.multicalculadora.com.br/conv...a-decimal/)
 - Aprendam de uma vez: Os parâmetros dos “options bytes”, podem estar representados em hexadecimais, tal como encontramos nas “Flash” e “Nand”. Com esse conversor, não teremos problemas. Vejamos.... 08C, convertido, deu o decimal 140! Que é o valor que seria inserido no menu do TV.
 - Então vamos lá.... Vou fazendo a conversão e dizendo para você... 051...001...014...
 - Por enquanto vai conferindo tudo....
 - Pare aí! Veja bem a option 15:
 - Está diferente!
 - 151... e na tampa está 140
 - Será que é só isso ?
 - Saia do menu e ligue o televisor. Vamos ver...
 - É.... acho que o Zé Maria vai pagar o lanche do Toninho... a imagem está perfeita!
 - Mais uma que livramos do desmonte!
- Até a próxima!!!

De um relato do Fórum Tecnet, com a colaboração de : J. Marcilio, Claudir, Capancheck, Marcos e Schiavon. Foto: FA Eletrônica.