



TVKX

ANTENNA

ELETRÔNICA • SOM • TELECOMUNICAÇÕES

Número 5/23 (1241) maio de 2023



Antenna... E os Radioamadores

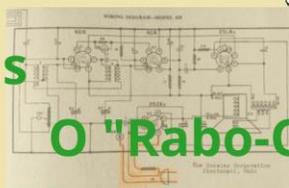


Fig. 1 - Sistema de Antena

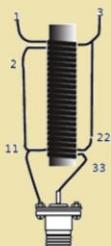
E os Multímetros



Os Baluns



O "Rabo-Quente"



Oscilador Para CW

Modificando o Quásar QA2240



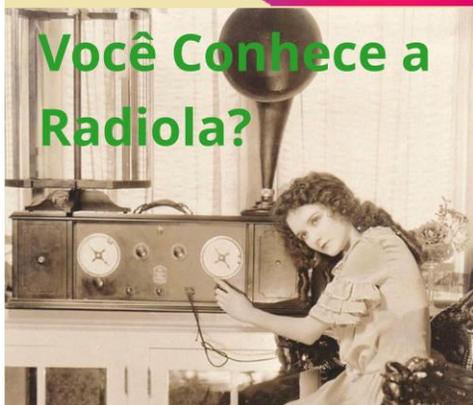
ELETRÔNICA
Com
PYTHON



Uma Interface HID
com Arduino
parte 2

Amplificadores: Os Transistores de Saída

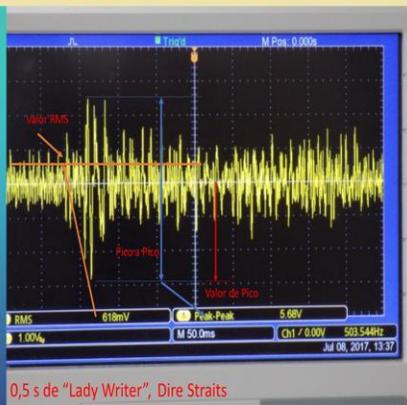
Você Conhece a Radiola?



Música

Um sinal
de áudio:

(Algumas
características
importantes
indicadas)



ANTENNA

Número 05/23 – maio/2023 – Ref. 1241

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.

COR DO MÊS - Maio é o mês da cor **amarela**, que nos lembra da importância da prevenção dos acidentes de trânsito, que matam 40 mil brasileiros todo ano. Veja [aqui](#) dados sobre esse problema sério e como combatê-lo.



Lembramos aos leitores 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 XXIX – Primeiros Contatos.....	<i>Jaime Gonçalves de Moraes Filho</i>
4 - CQ-RADIOAMADORES – Monte Um Receptor Para a Faixa do Cidadão.....	<i>Ademir – PT9HP</i>
6 - APRENDA ELETRÔNICA – Multímetros Analógicos Medem Corrente e Tensão, Multímetros Digitais Só Medem Tensão.....	<i>Paulo Brites</i>
13 - ELETRÔNICA COM PYTHON - Uma Interface HID com Arduino – Parte II.....	<i>João Alexandre Silveira</i>
24 - Manual de Antenas para Radioamadores e Radiocidadãos - Parte XII.....	<i>Ademir – PT9HP</i>
33 - DICAS E DIAGRAMAS – Parte XI.....	<i>Dante Efrom – PY3ET</i>
51 - Modificações no Amplificador Quasar QA2240.....	<i>Marcelo Yared</i>
71 - Projeto de Amplificadores de Potência para Áudio - Parte II – Princípios Básicos.....	<i>Álvaro Neiva</i>
102 - TVKX – Trilhas Perigosas	<i>Jaime Gonçalves de Moraes Filho</i>
108 - Radiola AR 812: O Primeiro Super-Heteródino Comercialmente Viável.....	<i>Marcelo Cipulo Almeida</i>

ANTENNA – Uma História - Capítulo XXIX

Jaime Gonçalves de Moraes Filho*

Primeiros Contatos



No número 117 (julho de 1937) os leitores de Antenna tiveram a primeira referência sobre um dos irmãos Affonso Penna: o radiomador PY1FX.

Affonso Augusto Moreira Penna, com quem mantive vínculos de amizade por cerca de quinze anos, era um personagem inesquecível, tendo se iniciado no Rádio em 1932, como locutor da PRA3 – Rádio Clube do Brasil, ocasião em que conheceu Elba Dias, editor da revista Antenna.

Em 1935, trabalhando como locutor da Rádio Tupy, foi incentivado por PY1FR, Francisco Justi, a se tornar um radioamador. No ano seguinte, após prestar a prova nos Correios, recebeu o prefixo PY1FX.

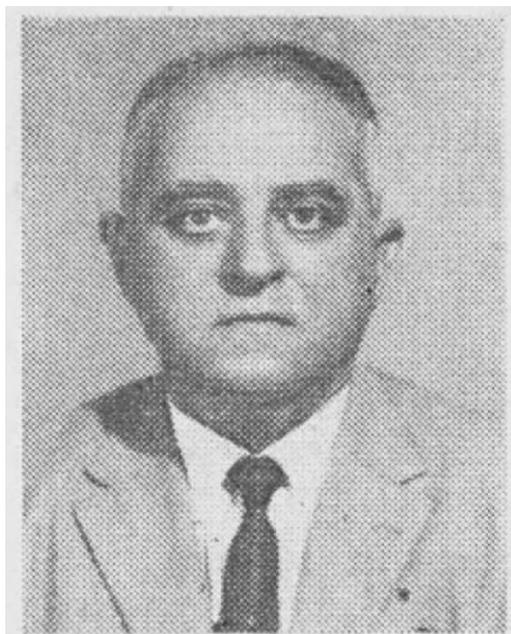


FIG 1 - PY1FX – Affonso Augusto Moreira Penna

*Professor de Física e Engenheiro de Eletrônica

Advogado por formação, fazia questão de montar e aperfeiçoar os equipamentos de sua estação, na década de 1930, localizada no bairro das Laranjeiras, no Rio de Janeiro. Foi um dos pioneiros a transmitir na faixa de VHF.

No artigo intitulado “Antena em visita as PY”, ao ser entrevistado, 1FX comenta sobre as suas atividades, citando seu irmão PY4CM, Gilberto, que já residia no Rio de Janeiro, autodidata na área de eletrônica, que vinha desenvolvendo alguns equipamentos, sendo a primeira vez em que seu nome foi citado nas páginas de Antena.

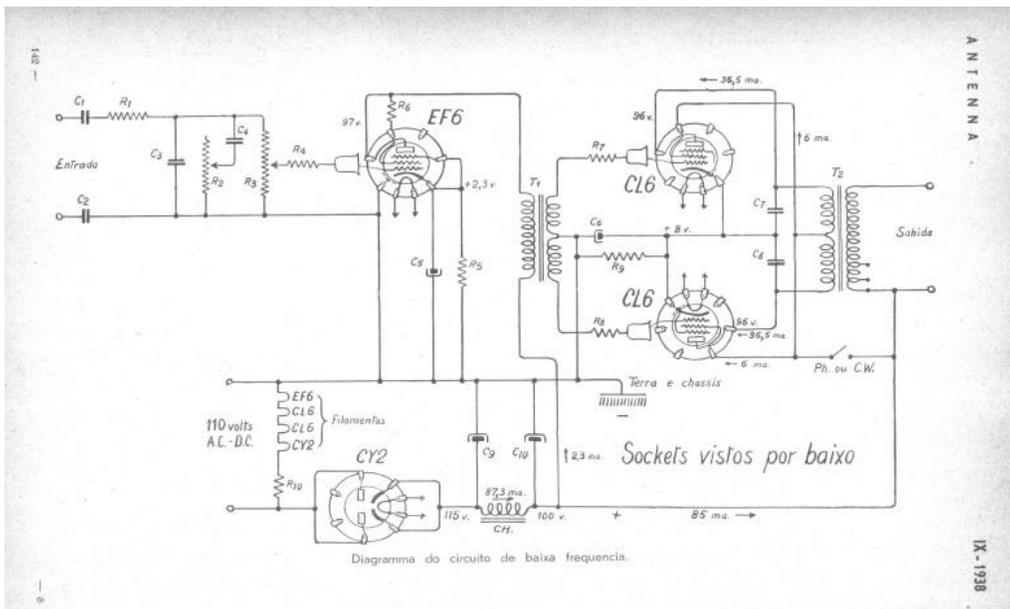


FIG 2 – Circuito do modulador de PY4CM – Gilberto Affonso Penna

Finalmente, no número referente ao mês de setembro de 1938, é publicado o primeiro artigo de PY4CM – Gilberto Affonso Penna. Tratava-se de um modulador alimentado por corrente contínua de 110V, proveniente de um pequeno gerador hidráulico, instalado em uma fazenda em Minas Gerais...

Após este “batismo”, Gilberto desperta para a literatura técnica e, em fevereiro de 1939, surge o primeiro artigo de sua autoria: “Um transmissor Liliputiano”.

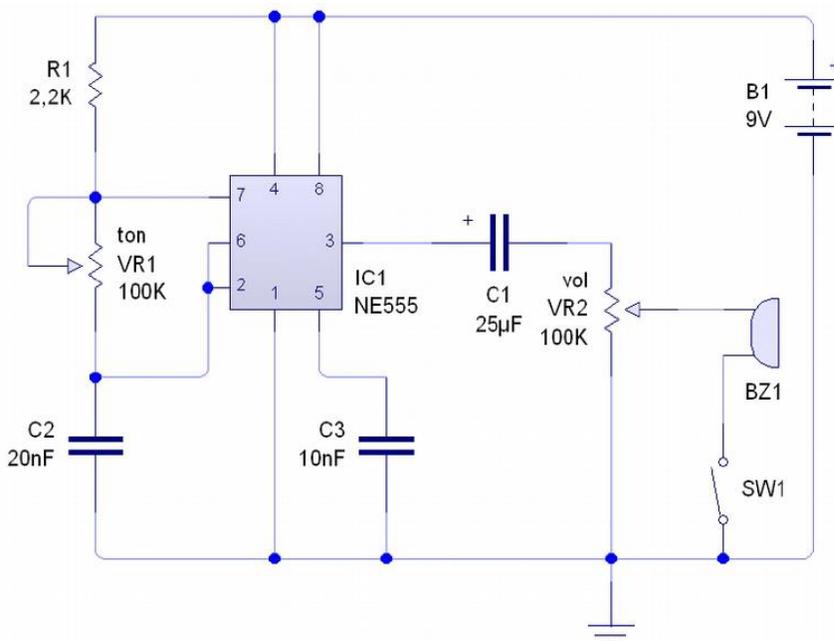
Segundo o próprio Dr. Gilberto (como muitos o tratavam), este número foi decisivo para o futuro da revista, pois com a criação da seção “CQ” e a publicação do artigo “Quer montar a sua PY?”, cresceu ainda mais o seu entusiasmo pela literatura técnica.

MONTE UM OSCILADOR PARA TREINAR CW

Se você possui um belo transceptor, não precisa montar esse circuito, pois com certeza ele tem um monitor interno, permitindo você ouvir os sinais transmitidos. Mas se quer ministrar aulas de CW para seu grupo escoteiro ou para candidatos à prova de ingresso no radioamadorismo, esse oscilador é o ideal.

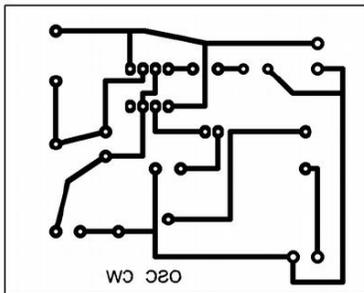
O circuito foi retirado da Internet e faz uso do simplíssimo NE555 (ou LM555 etc). Os dois potenciômetros regulam a tonalidade e o volume do sinal. Como a tonalidade é gosto de cada um, fica apenas um alerta para quem já ministrou aulas de telegrafia: agudo demais é ruim para os ouvidos. Grave demais é irreal. Deve ficar no meio termo, algo como um tom em torno dos 1.000Hz.

Não montamos o circuito, mas deve funcionar bem, pois o esquema é bem comum na Internet.

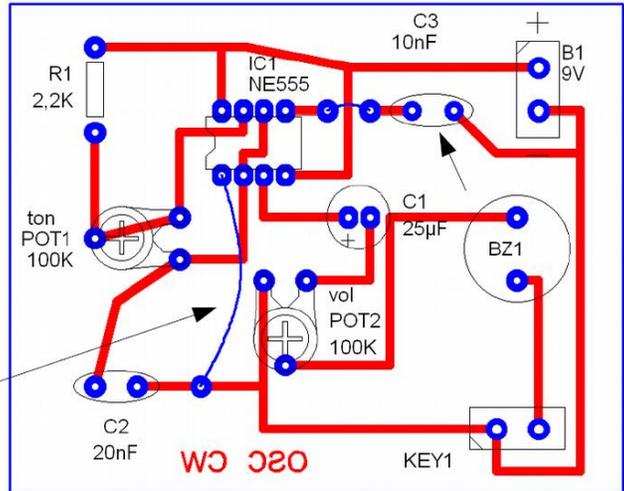


*A cargo de Ademir – PT9-HP

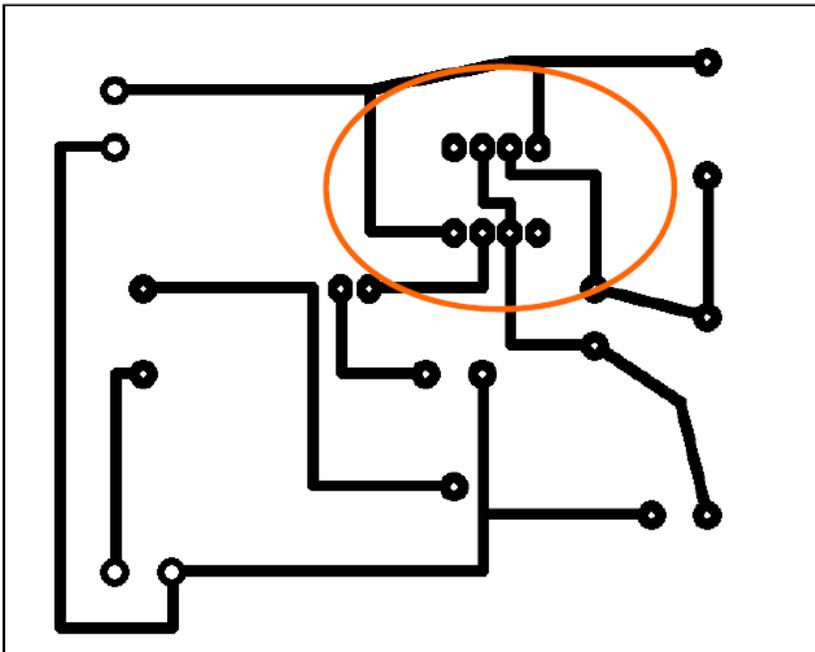
E o esquema foi corrigido, colocando-se o pino 1 à massa e acrescentando-se o capacitor C3 de 10nF.



7,5 x 6 cm aproximadamente



ATENÇÃO: alguns circuitos mostrados nas revistas parecem emendar os pinos dos CI! Vejam sempre o esquema, pois a impressão em PDF sempre borra os pinos de integrados e transistores!



Lado do cobre



Esta seção não é um Curso de Eletrônica.
Nela eu pretendo tratar de assuntos de
Eletricidade e Eletrônica que venho
observando há anos que ainda são
dúvidas de estudantes e técnicos.

Multímetros Analógicos Medem Corrente e Tensão Multímetros Digitais Só Medem Tensão

Se você se assustou com a segunda parte do título, atingi meu objetivo: - ser sensacionalista como as manchetes de jornais.

Como assim, você deve estar a querer dizer, meu multímetro digital tem escalas de corrente em miliamperes e até em amperes, ora bolas?!

Que tal começar primeiro perguntando: - O que é medir?

Segundo a [Wikipedia](#), medir é comparar a quantidade de uma grandeza física com outra de mesma natureza com um padrão pré-definido.

Por exemplo, para medir o comprimento de uma mesa podemos utilizar uma trena que estará calibrada em metros, que é o padrão Universal, ou polegadas, unidade ainda utilizada em alguns países como Estados Unidos e Inglaterra.

Mas como iríamos medir, por exemplo, a distância da Terra ao Sol ou da Terra à Lua?

É óbvio que não dá para esticar uma trena daqui até o Sol ou a Lua e foi aí que alguns gregos com Erastóstenes (276a.C - 194a.C) e Aristarco (310a.C - 230a.C), dentre outros, tiveram algumas ideias para **determinar** estas distâncias usando imaginação e conceitos de geometria.

Veja só, **eu não disse que eles mediram e sim que determinaram as distâncias** e é isso que nossos multímetros digitais fazem para "medir", ou melhor, mostrar no painel, os valores de correntes. Para tal, utilizam a famosa e irrevogável Lei de Ohm.

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

É exatamente na sutil **diferença entre medir uma grandeza e determinar o valor da grandeza** que se baseia o modo como os multímetros digitais **mostram** no painel os valores das correntes em circuito.

Por ora, vamos fazer um suspense sobre a “medição” de corrente nos multímetros digitais e analisar algumas questões interessante sobre os analógicos.

Os multímetros analógicos

De vez em quando recebo pedidos de ajuda, diria eu, quase espirituais, para “dizer qual o defeito” de um multímetro analógico, pedidos estes que mostram que quem está a pedir a ajuda não sabe como estes aparelhos funcionam. Sendo assim, que tal uma brevíssima revisão sobre o funcionamento deles?

Regra de ouro para todo reparador de qualquer coisa

Antes de começar a futucar a “coisa” deve-se saber como ela funciona

O instrumento base dos multímetros analógicos comerciais é um galvanômetro de bobina móvel do tipo [d'Ansorval](#), cuja estrutura vemos na fig.1.

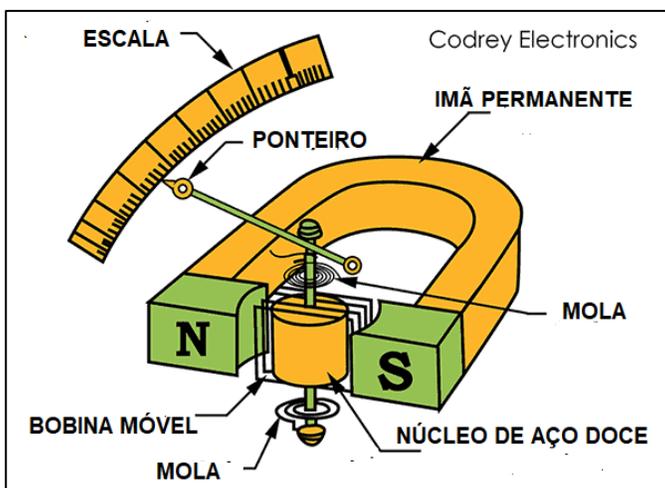


Fig. 1 – Estrutura de um galvanômetro de bobina móvel tipo d'Ansorval

O funcionamento de um galvanômetro bobina móvel tipo d'Ansorval é o seguinte: - uma corrente elétrica, ao passar pela bobina retangular denominada bobina móvel, cria, em seu entorno, um campo magnético, da mesma forma que quando a corrente passa por um único fio, não importando se é contínua ou alternada.

A bobina móvel, utilizada nos multímetros analógicos, está posicionada em torno de um núcleo de **aço doce**, às vezes denominado, equivocadamente, ferro doce, o qual ajudará a reforçar o campo magnético produzido por uma corrente passando pela bobina.

Esse campo magnético irá interagir com o campo magnético do ímã permanente, provocando o deslocamento da bobina móvel e a consequente deflexão do ponteiro fixado nela.

Sabemos que para produzir uma corrente na bobina precisamos aplicar uma ddp entre seus terminais.

Mas, para que a bobina gire no sentido dos ponteiros do relógio (CW), da esquerda para direita, como se deseja, é importante observar a polaridade da ddp aplicada à bobina.

Com a ligação mostrada na fig.2, a direção do campo magnético criado na bobina ou, em outras palavras, o “equivalente” ao polo Norte e Polo Sul na bobina (*) deve coincidir com a dos polos do ímã permanente para que haja repulsão entre eles forçando a desejada rotação dela no sentido dos ponteiros do relógio (CW).

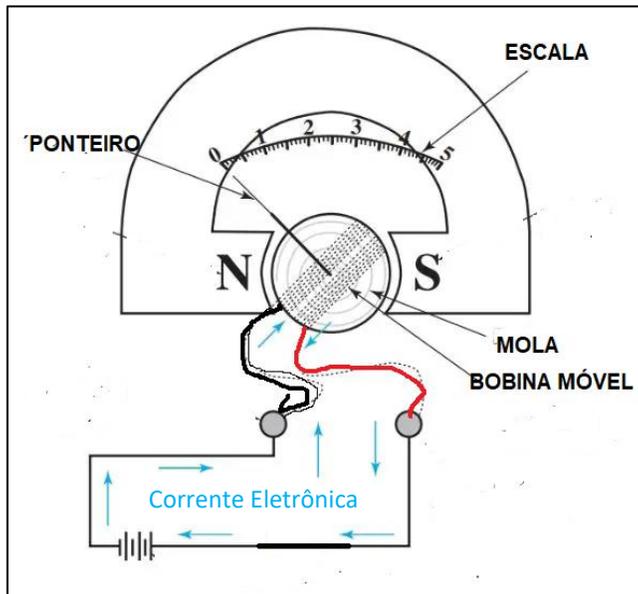


Fig. 2 – Ligação da bobina móvel a uma fonte de tensão mostrando o sentido eletrônico da corrente.

Por isso, não devemos inverter as ponteiros de um multímetro analógico quando medimos correntes ou tensões DC, pois a bobina seria forçada a tentar girar para o sentido contrário (CCW) em virtude também da inversão dos “polos magnéticos” produzidos pela corrente que a atravessa.

Seria o mesmo que inverter a polaridade em um motor DC. Ele apenas irá inverter o sentido da rotação.

Entretanto, embora não haja risco de queimar a bobina, como algumas pessoas pensam, manter esta inversão de polaridade por muito tempo força as molas a tentar girar em sentido contrário danificando o sistema mecânico.

O que a corrente “disse” para a tensão?

Meu amor, eu não existo sem você!

Parece que até na Eletricidade existe um pouco de romantismo, não é mesmo?

Essa brincadeira (séria) é para chamar a atenção de que, embora um multímetro analógico seja, por construção, um medidor de corrente contínua (amperímetro), ele acaba sendo também, indiretamente, um medidor de tensão contínua (voltímetro) graças à Lei de Ohm (e a paixão da corrente pela tensão!).

Espero que, a partir de agora, você já saiba como um multímetro analógico funciona (se não sabia), o que é o primeiro passo caso precise reparar alguns destes instrumentos. Lembre-se da [Regra de Ouro de todo reparador](#).

Por que os multímetros digitais só “medem” tensões?

Chegou enfim a hora de desfazer o sensacionalismo do título do artigo e explicar por que multímetros digitais só medem tensões, embora também possuam escalas para mostrar, no painel, valores de correntes em um circuito.

Começemos assim: circuitos digitais operam os dígitos binários zero e um, mas não colocamos “dígitos” na entrada de um circuito, e sim tensões.

Se a construção do circuito digital se basear na família TTL, por exemplo, o dígito zero será zero volt e o dígito um será 5V (no máximo).

Aqui abro um parêntese para dizer que se você “ainda” tem dúvidas sobre os princípios básicos da Eletrônica Digital poderá entendê-los definitivamente com o meu minicurso publicado nas edições passadas de Antenna (<https://revistaantenna.com.br/robotica/>). Fecha parêntese.

Sabemos que **a corrente é uma consequência inevitável da tensão**, parafraseando o “samba de uma nota só” do maestro soberano Tom Jobim e assim, seguindo nesta pegada de eletricidade romântica, **todo grande amor só é bem grande se for triste**, como disse a poetinha Vinicius de Moraes, e aí entra a **resistência** no caminho formando um “triângulo amoroso” conhecido com Lei de Ohm.



Moral da história: - para ler correntes nos multímetros digitais precisamos “transformá-las” em tensão, ou melhor, precisamos de um conversor corrente-tensão, e nada mais simples para realizar esta tarefa que uma resistência, não é mesmo?

Todo mundo sabe, desde criancinha, que para medir corrente em circuito devemos colocar o instrumento em série com o ele. Este é o método clássico, embora atualmente já possamos medir correntes DC sem precisar interromper o circuito utilizando um gerador de efeito Hall, mas isso fica para outro artigo. Continuemos com a “moda antiga”.

Você já parou para se perguntar por que para medir correntes “grandes” precisamos trocar a posição da ponteira no multímetro digital?



Fig. 3 – Borne para medição de correntes até 10A

A pergunta anterior nos conduz a outra: - para que serve aquele “aramezinho” que tem dentro dos multímetros digitais como vemos na fig.4?



Fig. 4 – Shunt de corrente para medição de correntes até 10A.

O “aramezinho” é um resistor de $0,01\Omega$ e portanto, quando passar 10A (máximo) por ele teremos uma queda de tensão de $0,1V$ ou $100mV$.

A menor escala de tensão da maioria destes instrumentos é de $200mV$ (na verdade $199,99mV$) portanto, $100mV$ está dentro da faixa.

Não irei me alongar mais nesta questão e sugiro que leia [Tudo que você precisa saber sobre o método de quatro pontas ou método Kelvin](#) que ajudará a esclarecer o assunto.

Vimos que o “aramezinho” atua nas correntes acima de $200mA$ e até $10A$ na maioria dos multímetros digitais e, embora existam multímetros com outros valores, o princípio de “medição” de correntes é o mesmo.

Acompanhe na fig.5 como é o shunt de corrente de um multímetro com as seguintes escalas: $2mA$, $20mA$, $200mA$ e $10A$.

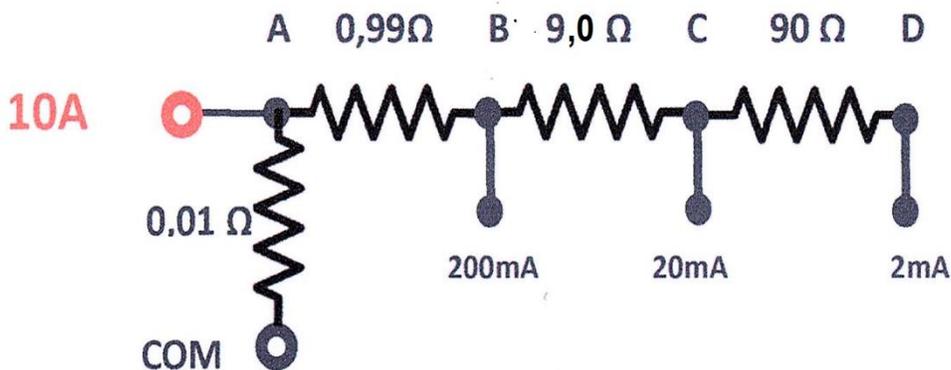


Fig. 5 – Exemplo de um *shunt* de corrente em um DVM

O resistor de $0,01\Omega$ é o “aramezinho” para medir correntes até $10A$.

Quando passar 10A no resistor de $0,01\Omega$ teremos 100mV no ponto A.

As tensões nos pontos B, C e D sempre nos darão 200mV, que é a menor escala de tensão do multímetro.

Vamos fazer estas contas.

- 1) $200\text{mA} \times (0,01 + 0,99) \Omega = 200\text{mV}$
- 2) $20\text{mA} \times (0,01 + 0,99 + 9,0) \Omega = 200\text{mV}$
- 3) $2\text{mA} \times (0,01 + 0,99 + 9,0 + 90,0) \Omega = 200\text{mV}$

Desta forma fizemos um conversor corrente/tensão.

Percebeu a artimanha?

O multímetro “leu” tensão e mostrou corrente no display.

Enganamos o bobo na casca do ovo, como se dizia antigamente!

Ficou convencido agora que multímetros digitais “só medem” tensões e, graças a Lei de Ohm, determinam os valores das correntes no circuito da mesma forma que os gregos Erastóstenes e Aristarco não mediram a distância da Terra à Lua e ao Sol, mas as determinaram com aceitável margem de erro para a época?

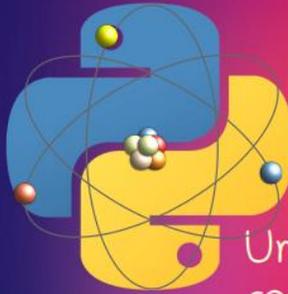
Por hoje é só. Já coloquei bastante minhocas na sua cabeça.

Qualquer dúvida ou comentário pode mandar para contato@paulobrites.com.br que eu respondo.

Até sempre!

(*) Bobina, mesmo sendo percorrida por uma corrente elétrica e gerando um campo magnético, não pode ter polos Norte e Sul (Física 3 - GREF pág. 117)

ELETRÔNICA Com PYTHON



Uma Interface HID
com Arduino
parte 2

Uma Interface HID com Arduino – Parte 2

João Alexandre Silveira*

Na primeira parte desse nosso projeto de uma interface *HID* (*Human Interface Device*), ou dispositivo de interface humana, falamos brevemente sobre o modelo de Arduino que vamos embarcar no nosso *hardware*: o *Arduino ProMicro*, uma versão micro do *Arduino Leonardo*, que utiliza o microcontrolador ATmega32U4. Nesse processador de 8 bits já vem embutido um *transceiver USB*, que implementando a parte de *hardware* do protocolo USB, pode ser programado para emular interfaces HID como *mouse* e teclado. Na figura abaixo mostramos de novo como é a placa desse modelo de Arduino de 44 pinos.



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

Uma descrição sumária em pdf de cada bloco e cada pino do microcontrolador ATmega32U4 pode ser baixada na página do fabricante, nesse endereço web:

https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-7766-8-bit-AVR-ATmega16U4-32U4_Summary.pdf

Já uma descrição, também sumária, do *Arduino Leonardo* pode ser baixada [neste link](#) do endereço oficial do Arduino.

Também naquela primeira parte desse nosso trabalho, falamos da porta USB como sendo um barramento serial criado por grandes empresas de tecnologia nos anos 1980, para unificar em uma só interface todas as outras até então existentes quando do surgimento do PC.

Nessa época, para que o sistema operacional do nosso PC reconhecesse um novo dispositivo, um *mouse*, uma impressora ou um plotador conectado a qualquer uma das muitas portas nele existentes, tínhamos que instalar um '*driver*' específico para esse novo *hardware*.

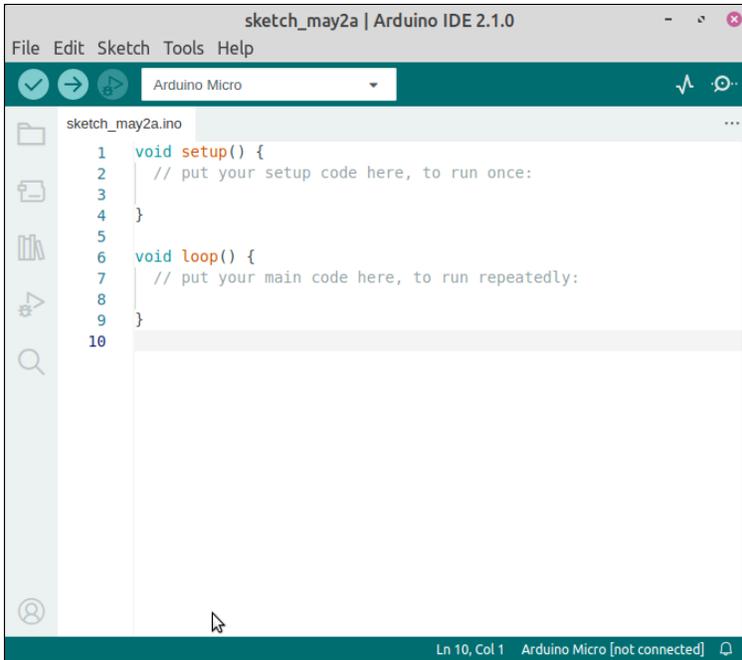
Para os experimentos com nossa interface HID, vamos precisar de um Arduino ProMicro e de um cabo com um conector microUSB numa ponta (para o Arduino) e um conector USB tipo A na outra (para o PC); como mostrado na figura abaixo.



Também vamos precisar de um potenciômetro de 1K ohms, um *joystick* de controlador de *games* e um simples botão tipo *push-button*.

Por fim, precisamos ter o ambiente integrado de desenvolvimento (*IDE – Integrated Development Environment*) do Arduino, instalado no PC. Para isso, acesse [esta página](#) do Arduino, selecione à direita o sistema operacional do seu PC e baixe o *IDE* apropriado. Há versões para Windows, iOS e Linux.

Essa é a cara da última versão desse IDE na versão 2.1.0:



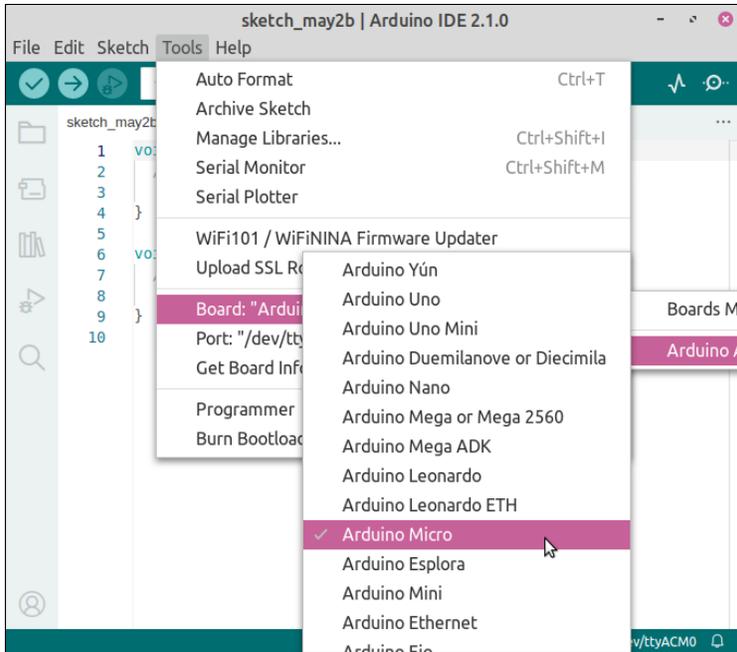
Testando o Arduino ProMicro

Vamos começar nossos experimentos testando nossa placa Arduino ProMicro; que pode ser adquirida facilmente por cerca de US\$10 em lojas de *e-commerce* por aqui ou pela metade desse valor se importada.

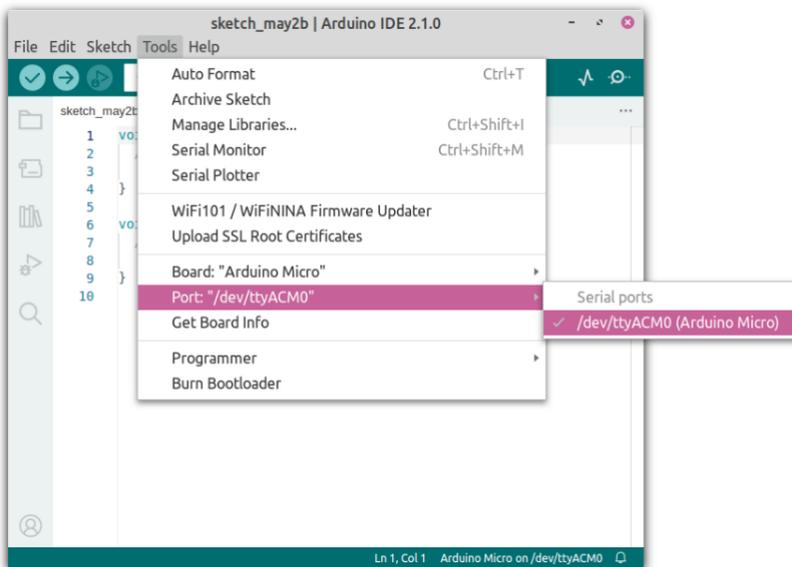
Vamos lá, primeiro abra o IDE do Arduino com um duplo clique esquerdo do *mouse* sobre o ícone do programa que foi baixado e instalado no PC. Depois, simplesmente interligue via cabo USB o Arduino mesmo fora de uma matriz de contatos (*protoboard*) numa porta USB qualquer do PC.

Uma vez conectado, observe que um LED vermelho, na saída do regulador da fonte do Arduino, acende indicando que a placa está alimentada corretamente. Veja o circuito da fonte na primeira parte dessa série, publicada na revista Antenna de março de 2023.

Agora temos que dizer ao IDE do Arduino qual é o modelo dessa placa que vamos utilizar e também checar se uma porta USB foi selecionada automaticamente. No IDE já aberto na tela, clique em '*Tools>Board>Arduino Micro*' para selecionar a placa conectada ao PC, como na figura a seguir.



Depois, confira qual porta USB foi escolhida pelo IDE, clicando em *'Tools>Port'*. No nosso sistema operacional *Linux Mint*, aparece como *'ttyACM0'*, como mostra a figura a seguir. No *Windows* pode aparecer como *'COM1'* ou outra.



Agora copie o seguinte código fonte *'hello_word_pro_micro.ino'* na área de edição do IDE e faça o carregamento (*upload*) para o Arduino, para acionarmos um outro LED; aquele que está fisicamente conectado ao pino 8 do microcontrolador na placa do Arduino.

Veja o circuito completo desse Arduino no artigo anterior dessa série. Esse LED normalmente pisca quando esse modelo de Arduino está recebendo dados pela porta USB.

```
/*  
hello_word_pro_micro.ino  
data: 02 maio 2023  
Teste do Led na porta digital D17/RX (pino 8) do Arduino Pro Micro  
*/  
int RXLED = 17; // o led RX vem conectado a porta digital D17  
  
void setup()  
{  

```

Vamos entender esse pequeno código escrito numa versão adaptada da *linguagem C++* para o Arduino. Lá no topo, todo texto entre *'/*'* e *'*/'* é ignorado pelo compilador do IDE; aqui colocamos somente comentários e informações do programa por quem o escreveu, como nome do programa, data de criação e o que ele deve fazer.

Logo abaixo criamos uma variável do *tipo inteiro*, aquelas que guardam valores inteiros, chamada *RXLED* e lhe atribuímos o valor 17, que é o número da porta digital onde está conectado o LED RX no Arduino ProMicro; no microcontrolador ATmega32U4, o pino 8. Outros modelos de Arduinos tem um LED conectado à porta digital 13. Note que podemos também inserir comentários curtos em uma única linha no código fonte logo depois de duas barras *'//'*.

Depois, dentro da função *'setup()'*, entre as chaves *'{'* e *'}'*, devemos dizer ao compilador como essa porta 17 deve funcionar, se como entrada ou como saída digital; aqui a configuramos como saída. E dentro da função *'loop()'*, também entre chaves, dizemos ao compilador que primeiro queremos acender o LED colocando um nível baixo (*LOW*) no pino 8 do ATmega32U4 (porta digital 17 do Arduino) durante 1 segundo.

Depois queremos apagar esse LED colocando um nível alto (*HIGH*) nessa mesma porta, também por 1 segundo.

O resultado final será o LED RX do Arduino ProMicro piscando numa frequência de 1 pulso por segundo (ou 1 hertz). Experimente outros valores para a função *delay()*, que fica dentro da função de repetição *loop()*.

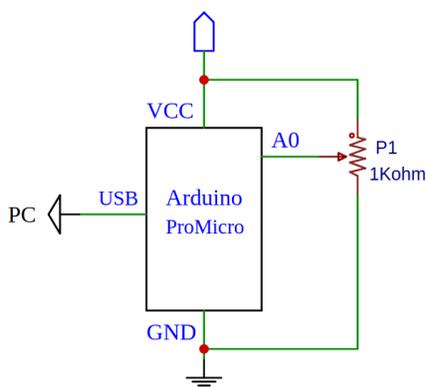
Simulando um Sensor Resistivo no Arduino

Depois de verificar que a plaquinha do Arduino está funcionando corretamente, podemos fazer um primeiro experimento ainda no IDE aberto na tela do PC. Vamos simular o comportamento de um sensor resistivo conectado a uma porta analógica do nosso Arduino ProMicro.

Sensores resistivos são dispositivos que variam sua resistência elétrica conforme certas características físicas ou químicas; como temperatura, luminosidade, umidade, concentração iônica e outras.

Nesse experimento vamos usar um potenciômetro de $1K\Omega$ conectado a uma porta analógica do Arduino para simular um sensor resistivo. Os valores lidos serão mostrados no terminal do IDE: no espaço negro logo abaixo da área de edição.

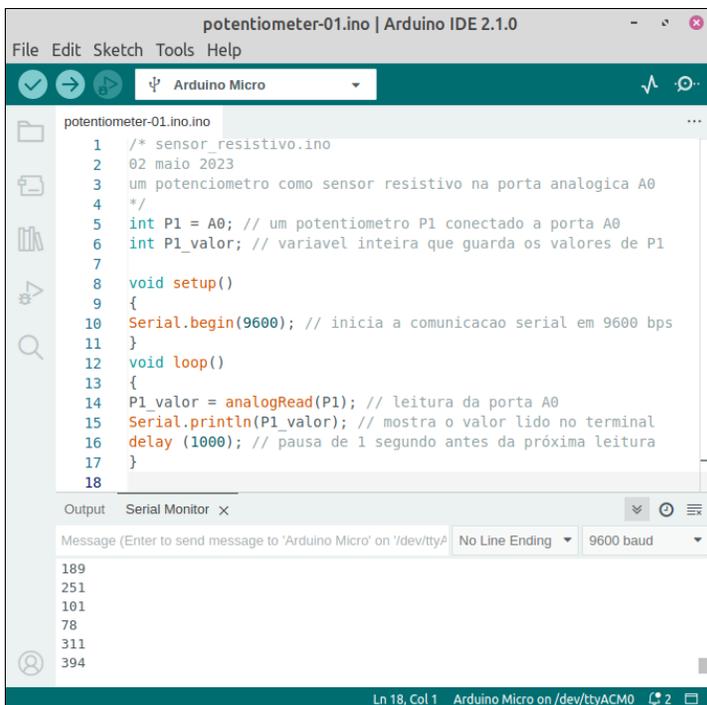
Agora sim, vamos precisar de um pequeno *protoboard* que acomode o Arduino ProMicro com alguns contatos livres para podermos fazer as conexões com um potenciômetro, conforme o diagrama abaixo. Esse modelo de Arduino possui 4 entradas analógicas de 10 bits, identificadas como A0 até A3 (pinos 36 a 39 do microcontrolador). Desconecte o cabo USB do PC e faça a montagem desse pequeno circuito no *protoboard*. Aqui vamos conectar o cursor do potenciômetro P1 de $1K\Omega$ à entrada A0, e os seus extremos aos pontos VCC e GND do Arduino ProMicro.



Na pequenina placa do Arduino já temos disponíveis a tensão de 5 volts (VCC) e o terra (GND), que vem diretamente da fonte de alimentação chaveada do PC pelo cabo USB.

Feita a montagem do circuito, reconecte o cabo USB ao PC, copie o código abaixo na área de edição do IDE e faça o *upload* para o Arduino.

```
/* sensor_resistivo.ino
02 maio 2023
um potenciometro como sensor resistivo na porta analógica A0
*/
int P1 = A0; // um potenciometro P1 conectado a porta A0
int P1_valor; // variavel inteira que guarda os valores de P1
void setup()
{
  Serial.begin(9600); // inicia a comunicacao serial em 9600 bps
}
void loop()
{
  P1_valor = analogRead(P1); // leitura da porta A0
  Serial.println(P1_valor); // mostra o valor lido no terminal
  delay (1000); // pausa de 1 segundo antes da próxima leitura
}
```



The screenshot shows the Arduino IDE interface. The main editor window displays the code for 'potentiometer-01.ino', which is identical to the code provided in the previous block. Below the editor, the 'Serial Monitor' window is open, showing the output of the program. The output consists of a series of numbers: 189, 251, 101, 78, 311, and 394, each on a new line. The status bar at the bottom of the IDE indicates 'Ln 18, Col 1' and 'Arduino Micro on /dev/ttyACM0'.

Assim que o programa for carregado, o LED TX no Arduino vai ficar piscando uma vez por segundo, indicando que uma nova leitura de P1 foi enviado ao Terminal do IDE.

Para conferir, ative o *Terminal Serial* clicando no ícone na forma de uma lupa no topo bem à direita do IDE. Agora, gire devagar o cursor do potenciômetro para a esquerda e para a direita e observe que os valores lidos pela porta A0 em P1 vão mudando a cada segundo. Veja a tela acima.

Para ficar mais interessante, desconecte o cabo USB do PC e ligue o terminal positivo de um LED de qualquer cor numa porta digital, por exemplo D13, e o terminal negativo deste em série com um resistor de 220Ω a 470Ω no terra (GND) da placa.

No código fonte acima acrescente algumas linhas de comando, conforme a listagem abaixo. Reconecte o cabo USB ao PC e faça o *upload* do programa modificado para o Arduino.

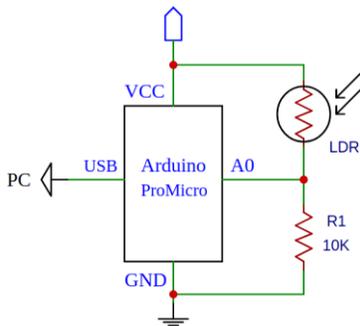
```
/* sensor_resistivo.ino
02 maio 2023
um potenciometro como sensor resistivo na porta analogica A0
*/
int sensorPin = A0; // um potenciometro de 1K conectado a porta A0
int ledPin = 13; // LED conectado a porta digital D13
int sensorValue; // variavel inteira que armazena os valores do potenciometro

void setup()
{
  pinMode(ledPin, OUTPUT); // configura a porta D17 como saida
  Serial.begin(9600); // inicia a comunicacao serial em 9600 bps
}
void loop()
{
  sensorValue = analogRead(sensorPin); // leitura da porta A0
  Serial.println(sensorValue); // mostra o valor lido na porta A0

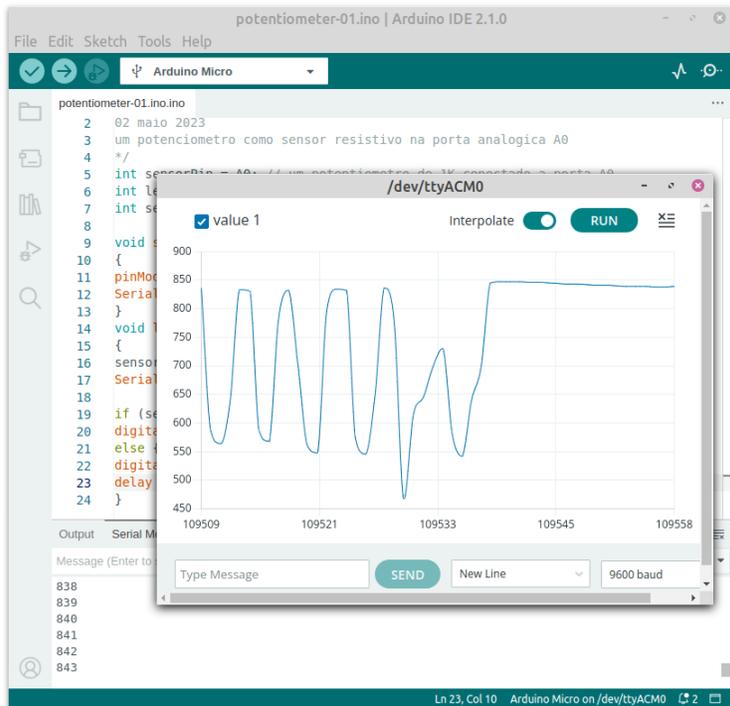
  if (sensorValue < 500){
    digitalWrite(ledPin , LOW );} // apaga o LED se P1<500
  else {
    digitalWrite(ledPin , HIGH );} // acende o LED se P1>500
  delay (1000); // pausa de 1 segundo antes da próxima leitura
}
```

Você pode também usar o LED RX já disponível na porta 17 desse Arduino para esse experimento mudando `int ledPin=13` para `ledPin=17`. Ao girar o cursor de P1, até que a leitura na porta A0 mostrado no Terminal fique abaixo do valor de 500, o LED vai acender; quando for acima desse valor o LED vai apagar.

Tente mais um experimento interessante com a montagem e o programa acima: desconecte o cabo USB do PC e troque o LED por um LDR e o resistor de $1k\Omega$ por outro de $10K\Omega$. Como no circuito mostrado abaixo. Aqui usamos um LDR que apresentou um valor de $2,5K\Omega$ quando exposto à luz e $25K\Omega$ quando sua face era coberta.



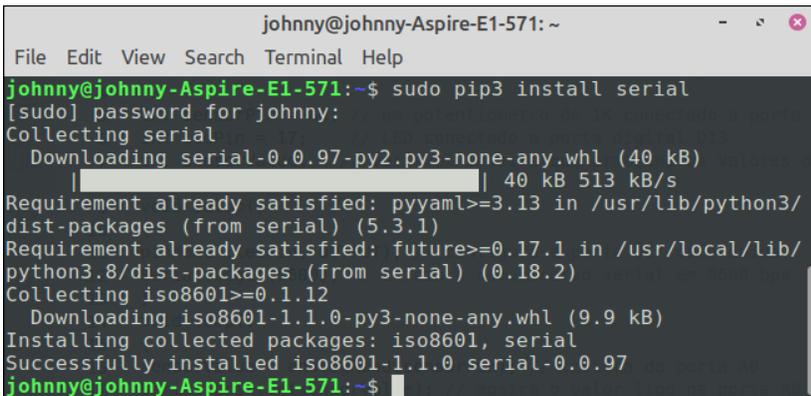
Reconecte o cabo USB e no IDE ative o *Plotter Serial* clicando no ícone que parece uma onda dente-de-serra, ao lado do ícone do Terminal Serial. Experimente obstruir a face do LDR com uma mão e observe a tela do plotter. Veja a figura abaixo. Teste outros sensores resistivos no lugar do LDR e também um circuito simples com um só transistor amplificando o sinal de um sensor.



Primeiro Experimento com Python e Arduino

Bem, já é hora de começarmos nossos experimentos com a linguagem Python controlando nosso Arduino. Antes de tudo, temos que ter a linguagem Python instalada no PC. Se seu sistema operacional é *Linux* ou *iOS (Apple)*, você já tem o Python instalado. Se seu S.O. é *Windows*, você terá que instalar no seu PC essa linguagem; para tanto siga as instruções contidas nesse [endereço web](#).

Tendo o Python instalado no seu PC, será necessário também instalar a biblioteca *Serial* que vai controlar o acesso a porta USB do seu PC. No Linux instale normalmente com `'sudo pip3 install serial'`, como mostrado na figura abaixo. No IOS e no *Windows* siga as [instruções neste link](#).



```
johnny@johnny-Aspire-E1-571: ~  
File Edit View Search Terminal Help  
johnny@johnny-Aspire-E1-571:~$ sudo pip3 install serial  
[sudo] password for johnny:  
Collecting serial  
  Downloading serial-0.0.97-py2.py3-none-any.whl (40 kB)  
    |-----| 40 kB 513 kB/s  
Requirement already satisfied: pyyaml>=3.13 in /usr/lib/python3/  
dist-packages (from serial) (5.3.1)  
Requirement already satisfied: future>=0.17.1 in /usr/local/lib/  
python3.8/dist-packages (from serial) (0.18.2)  
Collecting iso8601>=0.1.12  
  Downloading iso8601-1.1.0-py3-none-any.whl (9.9 kB)  
Installing collected packages: iso8601, serial  
Successfully installed iso8601-1.1.0 serial-0.0.97  
johnny@johnny-Aspire-E1-571:~$
```

Continuaremos criando nossos *scripts* em Python no editor de códigos *VSCode* da *Microsoft*. Se você montou o circuito com LDR acima, vamos utilizá-lo nesse primeiro experimento com Python controlando o Arduino.

Abra o *VSCode* e copie o código Python abaixo na área de edição.

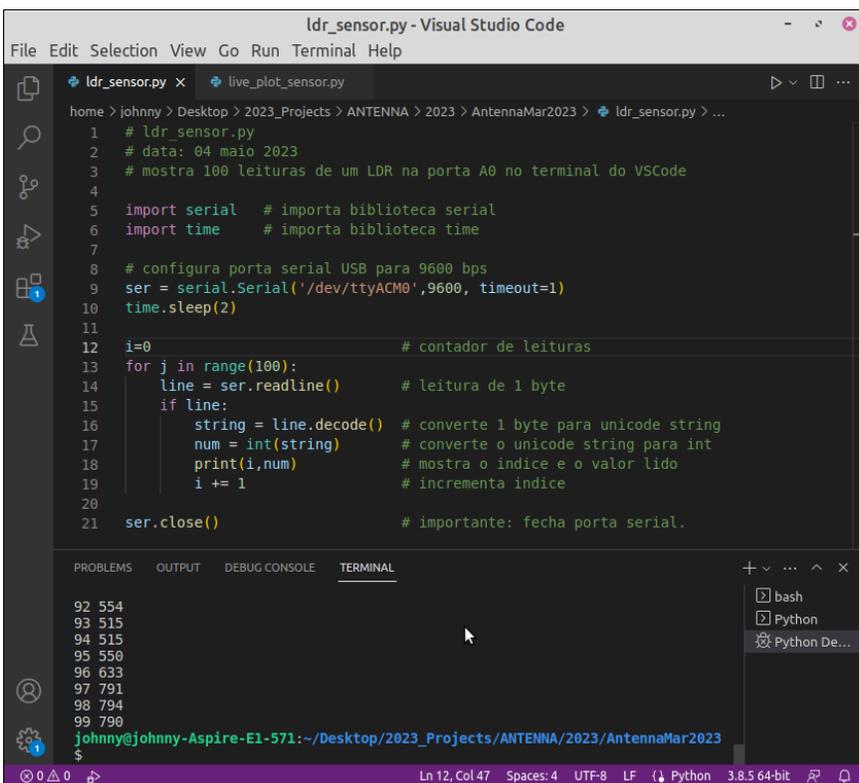
```
# ldr_sensor.py  
# data: 04 maio 2023  
# mostra 100 leituras de um LDR na porta A0 no terminal do VSCode  
  
import serial # importa biblioteca serial  
import time # importa biblioteca time  
  
# configura porta serial USB para 9600 bps  
ser = serial.Serial('/dev/ttyACM0',9600, timeout=1)  
time.sleep(2)  
  
i=0 # contador de leituras  
for j in range(100):  
    line = ser.readline() # leitura de 1 byte
```

if line:

```
string = line.decode() # converte 1 byte para unicode string
num = int(string)      # converte o unicode string para int
print(i,num)          # mostra o indice e o valor lido
i += 1                # incrementa indice
```

```
ser.close()          # importante: fecha porta serial.
```

Agora execute o programa teclando 'Ctrl+F5' ou clicando no triângulo no topo à direita da tela do editor. Enquanto o programa é executado obstrua com a mão a face do LDR e observe a mudança dos valores lidos no Terminal do VSCode bem embaixo da listagem do programa. Veja a figura abaixo. Veja que agora não precisamos mais carregar nenhum outro programa no Arduino, o programa em Python que é executado no PC é que lê a porta A0 do Arduino.



```
ldr_sensor.py - Visual Studio Code
File Edit Selection View Go Run Terminal Help

ldr_sensor.py x live_plot_sensor.py
home > johnny > Desktop > 2023_Projects > ANTENNA > 2023 > AntennaMar2023 > ldr_sensor.py > ...

1 # ldr_sensor.py
2 # data: 04 maio 2023
3 # mostra 100 leituras de um LDR na porta A0 no terminal do VSCode
4
5 import serial # importa biblioteca serial
6 import time  # importa biblioteca time
7
8 # configura porta serial USB para 9600 bps
9 ser = serial.Serial('/dev/ttyACM0',9600, timeout=1)
10 time.sleep(2)
11
12 i=0 # contador de leituras
13 for j in range(100):
14     line = ser.readline() # leitura de 1 byte
15     if line:
16         string = line.decode() # converte 1 byte para unicode string
17         num = int(string)      # converte o unicode string para int
18         print(i,num)          # mostra o indice e o valor lido
19         i += 1                # incrementa indice
20
21 ser.close() # importante: fecha porta serial.

PROBLEMS OUTPUT DEBUG CONSOLE TERMINAL
92 554
93 515
94 515
95 550
96 633
97 791
98 794
99 790
johnny@johnny-Aspire-E1-571:~/Desktop/2023_Projects/ANTENNA/2023/AntennaMar2023
$
```

OK, o tema é empolgante mas extenso, assim vamos ficando por aqui. Na próxima parte dessa série vamos finalmente montar nossa interface HID com quatro componentes: um Arduino ProMicro, um potenciômetro, um joystick de *games* e uma chave *push-button*. Até lá!

Manual das Antenas para Radioamadores e Radiocidadãos

Parte XIII

Ademir Freitas Machado – PT9-HP

Sugestões para casadores de impedância

Muito prático de se fazer, é enrolar uma parte do cabo coaxial, (comprimento dado na tabela, em metros) o mais próximo possível da antena, formando algumas espiras. É o balun de 1:1 de corrente. Veja a tabela abaixo:

Faixa individual, muito eficiente

Faixa	Cabo RG 213 (grosso)	RG 58 (fino)
80 m	6,68 metros 8 espiras	6,1 metros 6 a 8 espiras
40 m	6,68 metros 10 espiras	4,58 metros 6 espiras
30 m	3,65 metros 10 espiras	3,5 metros 7 espiras
20 m	3,5 metros 4 espiras	2,45 metros 8 espiras
15 m	2,45 metros 6 a 8 espiras	1,82 metros 8 espiras
10 m	1,82 metros 6 a 8 espiras	1,22 metros 6 a 8 espiras

Balun multibanda, usando todos os tipos de cabo coaxial

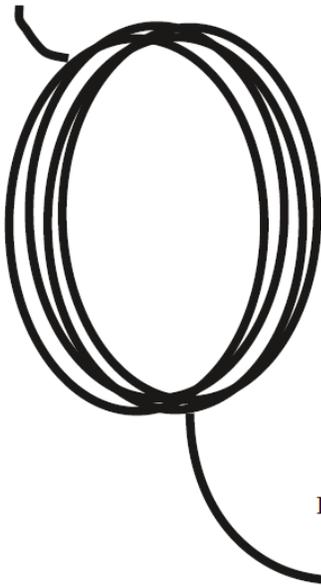
80 a 10 metros	3,4 metros	7 espiras
80 a 30 metros	5,47 metros	9 a 10 espiras
20 a 10 metros	2,45 metros	6 a 7 espiras

E agora, qual o diâmetro das espiras?

Uma sugestão: marque com um pedaço de fita adesiva onde termina o comprimento do pedaço, segundo a tabela. Enrole aproximadamente o número de espiras ou voltas. Depois, é só ir afrouxando ou apertando as espiras até coincidir o número delas segundo a tabela.

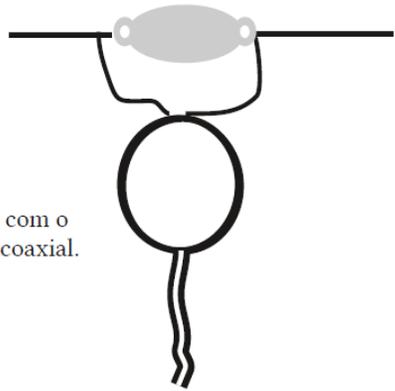
Os números foram baseados no Antenna Book da ARRL e a medida em pés foi convertida para metros.

Para a antena



Espiras feitas com o próprio cabo coaxial.

Para o rádio



Construa um balun com núcleo de ar

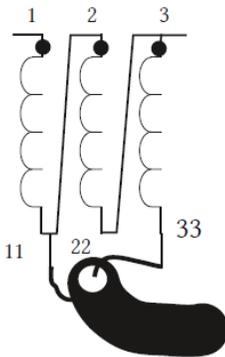
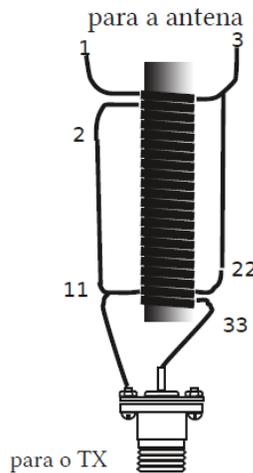


Diagrama de um balun 1:1 de ferrite



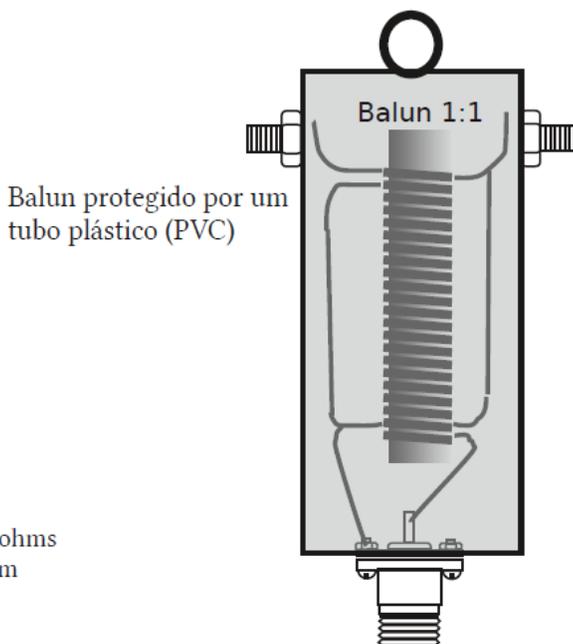
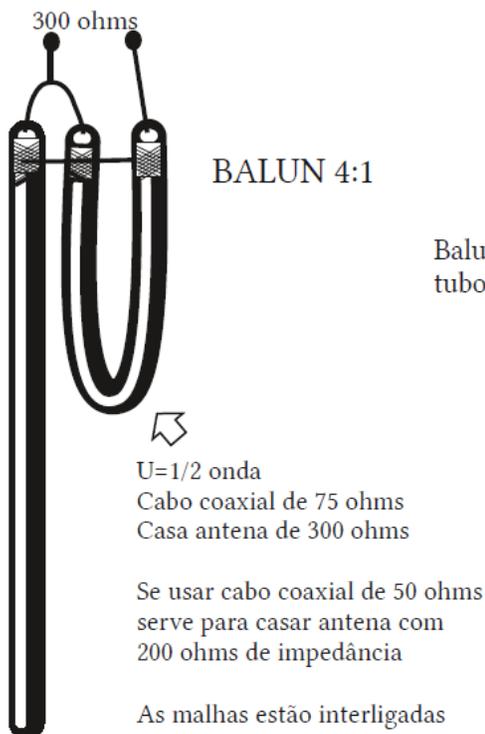
Balun 1:1 de ar
12 espiras trifilar
Fio nº 12 esmaltado
Forma tubo de 25 mm de diâmetro (PVC)

Balun 1:1 com ferrite
16 espiras trifilar
Fio nº 16 de cobre encapado
Ferrite 10 ou 12 mm de diâmetro e comprimento de 6 a 12 cm (corte o excesso)

Acima, um balun 1:1 com núcleo de ar. Depois de tudo soldado, coloque o miolo num cano de PVC de maior diâmetro, com ganchos de metal para suportar a antena. No final, coloque um conector coaxial. Dá uma aparência profissional. Na tabela, dados para se usar um ferrite, mas este tipo não é recomendado para potências acima de 100 Watts.

Experimente o modelo com núcleo de ar. Funciona em toda a banda de HF.

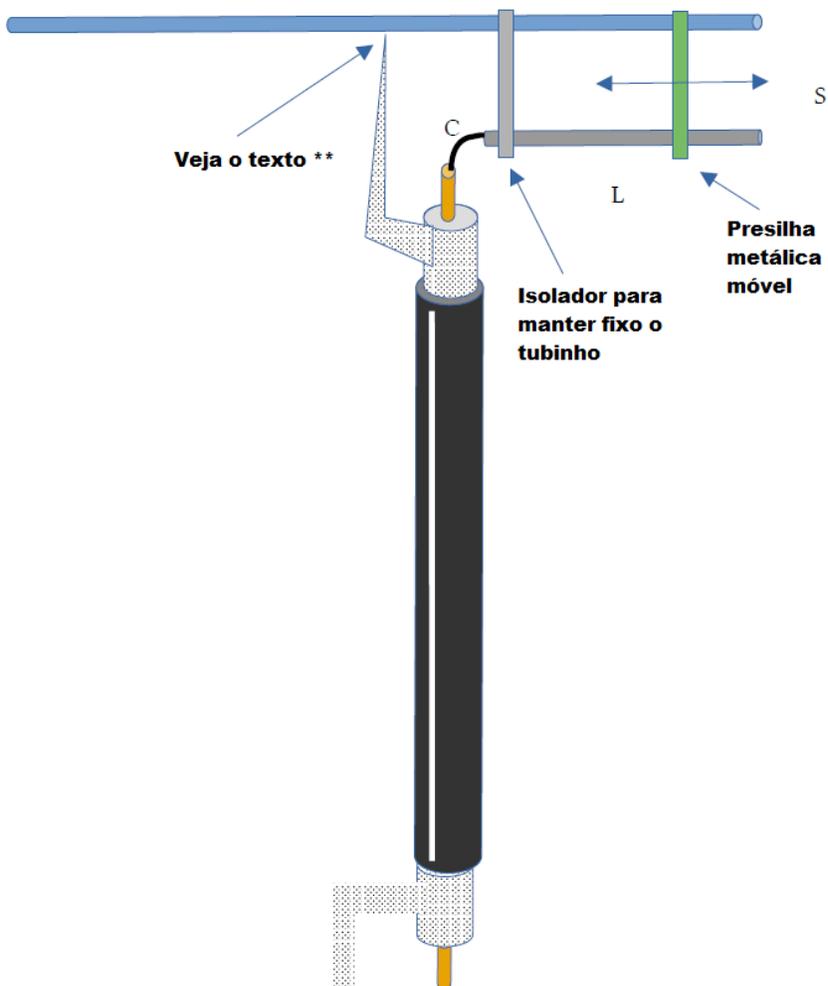
Abaixo, um típico balun de 4:1, construído com um pedaço de cabo coaxial de 75Ω. A parte em forma de “U” tem o comprimento de $\frac{1}{2}$ onda. O restante, qualquer comprimento, também de 75Ω. Pode-se usar cabo de 50Ω, mas serviria para casar impedâncias de 200Ω da antena.



Acoplador Capacitivo

Mostramos nas páginas anteriores alguns macetes para se casar a impedância de uma antena com valores diferentes de 50Ω para o rádio. Agora vamos mostrar uma solução otimizada para qualquer faixa em que você calculou sua antena. Neste caso é especialmente indicado para antenas Yagi e quadra cúbica.

A dificuldade pode ficar por conta da fabricação do casador, mas vale à pena. Com o *gamma match* capacitivo você casa qualquer impedância apresentada na antena com a saída de seu rádio.



** Malha do cabo coaxial de 50Ω no centro do elemento irradiante se usar gôndola de material isolante. Se for de alumínio, pode ligar em qualquer ponto.

Fio central do cabo ligado ao tubinho de alumínio. A presilha deve correr sobre o do acoplador e o elemento irradiante.

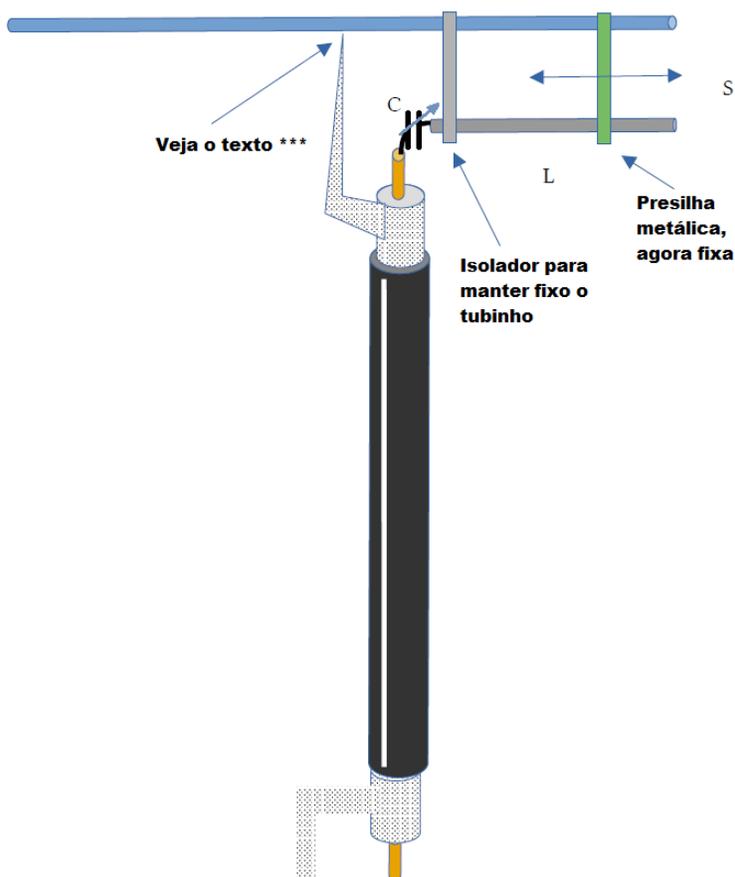
Nota: Se a gôndola for de alumínio, você pode usar uma chapinha em formato de L e colocar ali um conector coaxial fêmea.

O pino central do conector será ligado ao tubinho do gamma. Solução semelhante às antenas industrializadas.

Faixa	L	S	C
20 m	48 pol	6 pol	200 pF
15 m	36 pol	5 pol	120 pF
10 m	24 pol	4 pol	80 pF

L – comprimento do tubinho (stub)
S – Separação do tubinho e irradiante
C – Capacitor (se usado) em pF

A tabelinha acima foi baseada num livro sobre antenas mas sugiro que você mesmo faça os cálculos para sua antena, levando em conta a frequência que irá operar.



*** Você pode usar também um capacitor variável de até 100pF ou mais, dependendo da faixa que você pretende calcular sua antena. Em algumas faixas, é requerido um capacitor variável de até 500 pF e alta isolação, devido a potência que os colegas costumam usar na transmissão.

É possível usar um capacitor cerâmico de valor fixo, mas deve ter alta isolação

Conforme já explicado anteriormente, a impedância de uma antena, dependendo de seu espaçamento, pode variar de meros 12 ohms a mais de 300 ohms. Você pode calcular um acoplador para cada uma delas se tiver um bom instrumento de medida e conhecer qual a impedância apresentada. Mais fácil, porém, é fabricar este tipo de acoplador e ajustar segundo suas necessidades para uma ROE a mais baixa possível.

Conforme vocês podem observar, o tubinho metálico, sempre de diâmetro menor que o tubo do irradiante, tem um comprimento de $1/16\lambda$ próximo à metade da dipolo de $1/4\lambda$, a partir do centro do dipolo.

Pelo desenho, vocês podem observar também que esta barrinha (o gamma) será ligada através do irradiante através de uma abraçadeira, também metálica.

E a distância do *gamma* em relação ao elemento irradiante? Pode-se colocar entre 5 a 10 centímetros de distância.

Cálculo do Tubo Acoplador (STUB)

$$\text{Comprimento em centímetro} = (30.000/\text{MHz})/16$$

Exemplificando: para uma Yagi em VHF (145 Mhz) a fórmula fica da seguinte maneira:
 $(30.000/145)/16 = 12,9$ cm.

Se fosse para uma antena de 27 Mhz, Faixa do Cidadão, ficaria assim a fórmula:
 $(30.000/27)/16 = 69,4$ ou arredondando, 70 centímetros.

Cálculo do Capacitor Variável

É possível substituir a abraçadeira móvel por um capacitor variável, embora este componente seja muito difícil de se encontrar nos dias de hoje.

Alguns radioamadores costumam projetar seus capacitores variáveis para alta tensão, visto que a RF presente neste local pode danificar um capacitor comum, de baixa tensão. É possível ainda - desde que se conheça o valor da capacitância, substituir o capacitor variável por um capacitor fixo, de alta isolação.

Vamos aos cálculos do capacitor. A fórmula matemática é a seguinte:

$$\text{Picofarad} = 2.100/\text{MHz}$$

Exemplificando, se montamos uma Yagi ou Cúbica para 27 Mhz, o cálculo do capacitor daria o seguinte resultado: $2.100/27 = 77\text{pF}$

Difícilmente se encontra um capacitor variável nesse valor exato, portanto, usa-se um capacitor de capacitância padrão, no caso 100pF.

Abaixo o programa calculadora de gamma match capacitivo. Adiante, uma tradução do texto explicativo que aparece nele.

GAMMA by VE3SQB

This program will give you a starting point for matching your home-brew antenna when you do not have the means to measure or calculate the resistance and reactance. The gamma tube should be 1/4 the diameter of the element. In 'A' the capacitor is a piece of coax with the coating and braid removed. 'B' allows more freedom in the size of the tube. Fit the tube, sleeve and rod snug. 'C' uses a variable capacitor. After adjustment, waterproof everything. NOTE. Quads have been made with tube gammas but decrease the tap length by 25%. Decrease the capacitance and tube length by 10% and divide the spacing distance by 2.5. A proper quad gamma should be made of stiff wire but this usually limits you to the 'C' style gamma.

FREQUENCY IN MHZ
27,5

INCHES **CM**

SPACING
10,518

TAP POINT LENGTH
62,182

TUBE LENGTH
14,182

CAPACITOR VALUE
65,455

Capacitor (gamma rod) insertion length
11,084

WEB SITE

Tradução das Orientações do Programa Para Cálculo do Gamma

Este programa lhe dará um começo pronto para construir sua antena caseira quando você não tem o trabalho de medir ou calcular a resistência e reatância da antena.

O tubo gama deve ser de $\frac{1}{4}$ do diâmetro do elemento no caso de se usar um tubinho de alumínio, como no caso das antenas Yagi.

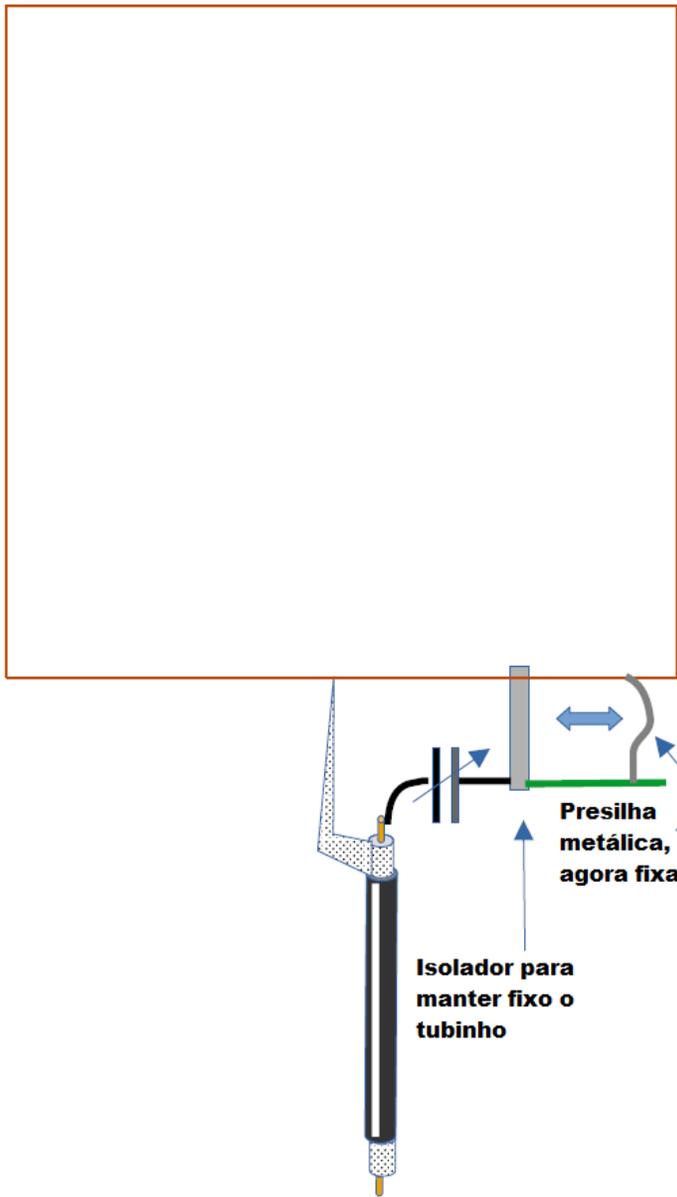
'A' o capacitor é um cabo coaxial com o revestimento e trança removidos.

'B' permite mais liberdade no tamanho do tubo. Ajuste o tubo, manga e haste bem justa.

'C' usa um capacitor variável. Depois de ajustado, providencie um isolante à prova d'água.

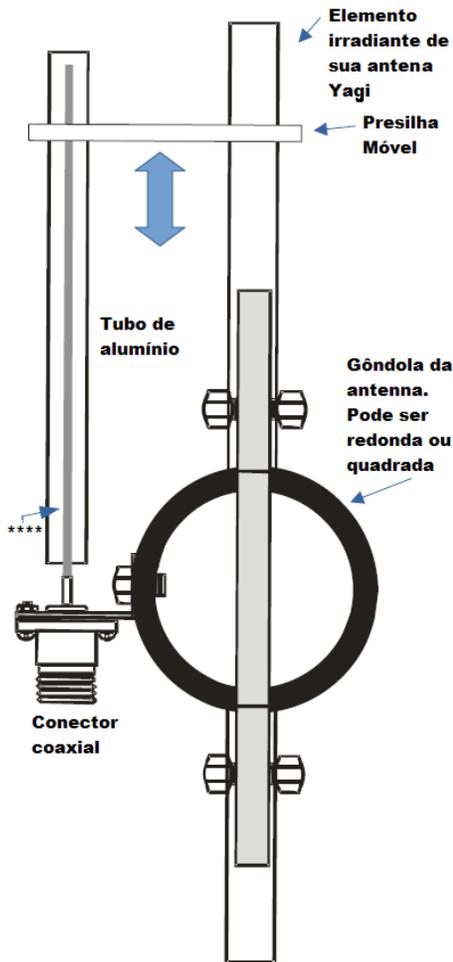
NOTA. As antenas quadra cúbica e loop podem até ser feitas com gamas de tubo, mas diminuem o comprimento do tubinho gamma em 25%. Diminuir a capacitância e o comprimento do tubo por 10% e dividir a distância de espaçamento por 2,5.

Um gamma match adequado para uma quadra cúbica deve ser feito de fio rígido, algo como fio 10 AWG, mas isso leva você a optar pela solução 'C'.



No caso da quadra cúbica, você pode experimentar ligar o cabo coaxial direto no fio do gamma. Após ajustar com o cabinho com as garras jacaré, marque o ponto, retire as garrinhas e solde o fio aí. Você vai precisar de um medidor de ROE para ter certeza que a impedância da antena está casando com o cabo de descida e o rádio.

Sugestão Para o Acoplador Capacitivo Usando Tubinho de Alumínio



**** Internamente, um cabo coaxial grosso RG-213 sem a capa de plástico e sem a malha. Deve entrar quase apertado, dependendo do diâmetro do tubinho usado.

NOTA: Você pode usar um cabo coaxial grosso RG-213 e tirar a capa e a malha. Do mesmo comprimento calculado, e pode colocá-lo dentro do tubinho de alumínio. Ele formará um capacitor extra. Essa solução também é usada em algumas antenas industrializadas.

Dicas e Diagramas

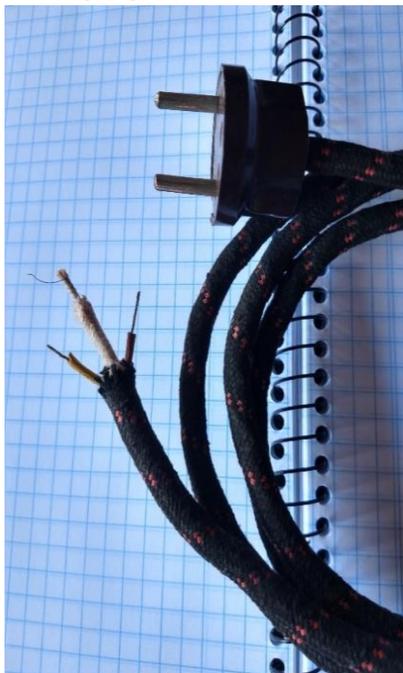
Técnicas de bancada, apontamentos de oficina, características e curiosidades sobre componentes antigos, dicas e circuitos sobre recuperações e restaurações de rádios dos velhos tempos

Por Dante Efrom*



O Verdadeiro “Rabo-Quente”

Evite confusões: nem todos os receptores sem transformador são do tipo “rabo-quente”. Mostre que você conhece o assunto: o verdadeiro rádio “rabo-quente” era o que possuía resistor embutido no cabo de alimentação.



No Brasil, ao que se saiba, não foram fabricados receptores tipo rabo-quente em escala industrial, ou seja, com cordão resistivo, salvo artesanalmente. Os modelos de rádios que aqui apareceram, contendo resistor embutido no cabo de alimentação, eram provenientes dos Estados Unidos, geralmente das marcas Zenith ou Philco, ou da Argentina. A Philips chegou a fabricar modelos de rádios com cordão resistivo, nos Estados Unidos, que foram exportados para cá.

Figura 1. Eis o autêntico “rabo-quente”: um resistor espiralado de fio de nicrome, protegido por asbesto/amianto, embutido no cordão de alimentação. Quando o rádio está em funcionamento, o cordão se aquece. Daí surgiu a expressão “rabo-quente”. Quando sobreaquecia, o resistor podia provocar incêndios. Nos Estados Unidos os rádios “rabos-quentes” eram apelidados de “curtain burners” — queimadores de cortinas.

***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.**

Em nosso país, os cabos com resistência chegaram a ser vendidos por metro nas lojas, para montadores, principalmente para reposição nos rádios importados, bem como para experimentadores.

Na Argentina o cordão resistivo era comum: na **Figura 2** vemos um anúncio publicado na imprensa técnica de eletrônica daquele país, divulgando o “Cordón con Resistencia Polo Norte”, que destacava: “No se calienta”.

Havia dois tipos à venda: o de 190 ohms/metro, por \$1,50 e o de 240 ohms/metro, por \$1,80 — pela moeda argentina da época. O cordão resistivo de menor resistência ôhmica, dependendo do conjunto de válvulas, era usado nos aparelhos de 110V e o de maior resistência, nos para 220V.

Figura 2. Na Argentina, os cordões resistivos foram comuns. O produto da propaganda de 1949 da Casa Eléctrica S.A. se vangloriava de que “está siempre frío y no se calienta”. O fio de nicrome (Níquel-Cromo) usado no enrolamento resistivo interno não aceita soldagem: as conexões precisam ser grimpadas ou aparafusadas.

Quando o cordão rabo-quente queimava tinha que ser inteiramente substituído. Alguns “oidartécnicos” — radiotécnicos às avessas — insistiam em fazer reparos no resistor de nicrome, mas os resultados eram catastróficos. Na **Figura 3** vemos o resultado de uma tentativa de “conserto”, executado antigamente, em cordão resistivo: iniciou fogo em uma cortina, felizmente descoberto no início.



Figura 3. “Reparo” em “rabo-quente” fez o cabo entrar em combustão, queimando a fita isolante de pano. Fios de liga de níquel não permitem remendos.

Por que se usou cordão resistivo nos receptores antigos? Transformadores eram componentes volumosos, pesados e caros. Resistores de potência geram calor: era melhor dissipar uma fonte de calor de 20 watts ao longo do cordão de alimentação de 1,5 m de comprimento, da linha de filamentos das válvulas, do que em um volumoso resistor de potência no interior do gabinete.

O problema ocorria quando o cabo era enrolado apertadamente ou quando se rompia. No primeiro caso sobreaquecia; no segundo, se agravava quando o proprietário do aparelho se metia a “consertá-lo”, encurtando o cordão: não era raro os cabos, daí, iniciarem incêndios.

Com o tempo, por desconhecimento, todos os tipos de rádios tipo C.A./C.C. — ou melhor dizendo, sem transformador — foram sendo chamados pelos consumidores de *rabos-quentes*. Como vimos, pouquíssimos rádios vendidos no Brasil são verdadeiramente rabos-quentes, ou seja, com resistor embutido no cabo de alimentação.

Não se aconselha remendar elemento resistivo com defeito. Nas restaurações de receptores antigos o cordão com defeito ou em mau estado precisa ser substituído inteiramente.

Receptores antigos são perigosos: operam com tensões elevadas e oferecem risco de choques letais. Muitos possuem o chassi ligado diretamente na rede elétrica. Não mexa nesses tipos de equipamentos se você não domina as técnicas de reparos em circuitos valvulados.

As opções são a limpeza/renovação de cordões aproveitados de rádios da sucata, ou a “construção” de um cabo resistivo completamente novo, empregando fios de aquecimento recobertos por silicone ou fios de lençóis térmicos, no comprimento que proporcione a mesma resistência ôhmica do cabo original. Consulte o diagrama esquemático ou o manual de serviço do aparelho.

Geralmente os elementos resistivos originais dos rádios tinham em torno de 165Ω , nos aparelhos que funcionavam em 115V. Há cadarços de algodão trançado, vendidos por metro, com aparência bem semelhante ao original da **Figura 1**, por exemplo. Um cadarço novo pode ser usado como revestimento externo nos cabos antigos puídos, caso a parte elétrica esteja em bom estado. A seguir veremos circuitos de rabos-quentes.

Na **Figura 4** vemos o esquema de um autêntico rabo-quente. É um rádio Crosley Corporation, modelo 428, de 1938, com cordão resistivo de 165Ω , 15W. Um dos lados do cordão de alimentação do aparelho é ligado diretamente à linha de massa do circuito, “flutuante”, bem como através de um capacitor de $0,05\ \mu\text{F}$ X 400V (número “7”). Lembre-se sempre que, como todos os rádios sem transformador, este tipo de aparelho é potencialmente perigoso, mesmo tendo gabinete feito de material isolante como baquelite, pelo risco de choque elétrico a quem acessar o chassi, dependendo da posição do plugue na tomada ou caso o capacitor, ligado diretamente na rede, apresente fuga de corrente.

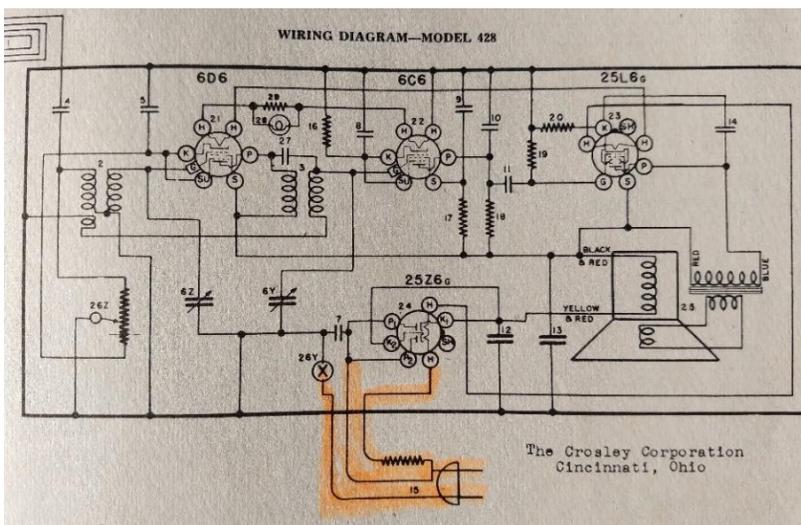


Figura 4. Receptor rabo-quente, com cabo resistivo de três vias: Crosley modelo 428, de 1938, para 110V C.A./C.C., com quatro válvulas. A resistência de níquel-cromo interna do cabo é de 165Ω , 15W.

Na **Figura 5** vê-se a fonte de alimentação de um receptor Philips, produzido nos Estados Unidos, para exportação. Utilizava válvulas de tipos americanos e funcionava de 110VCA a 240VCA, pelo sistema “rabo-quente”, ou seja, com cabo de alimentação resistivo. Um cabo era para 115V; quando em operação para 220V era acrescentado, via conector especial, um novo cordão resistivo, para aumentar a linha original dos filamentos. Foi um aparelho que chegou ao Brasil, à Argentina, ao Uruguai e ao Chile, por exemplo, para uso onde a rede elétrica disponível era de 220V ou para operação com baterias.

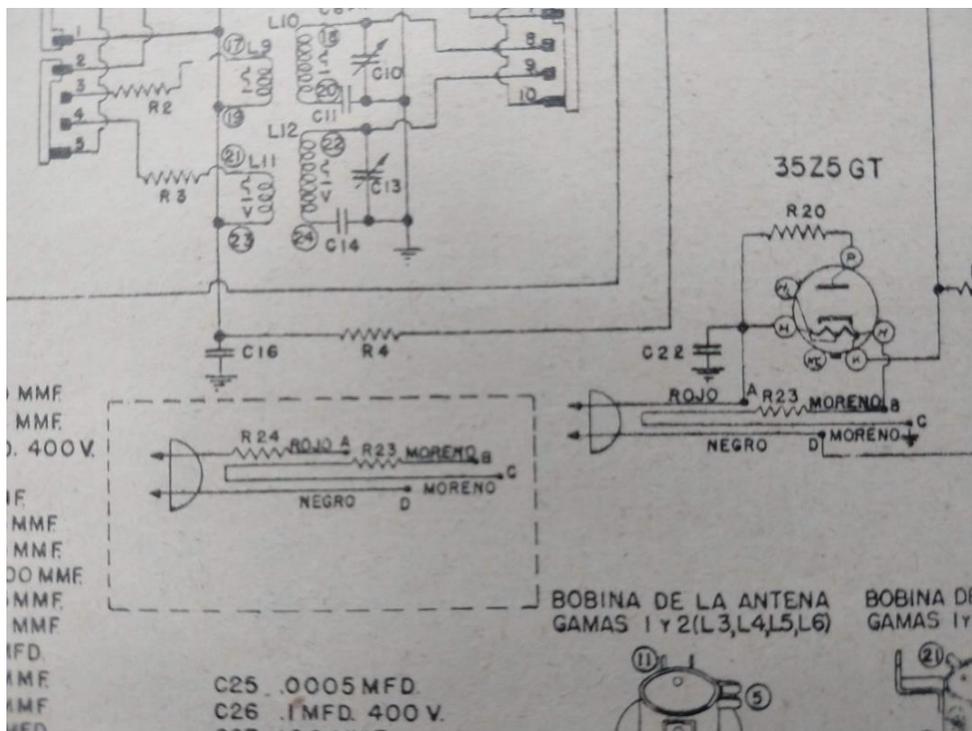


Figura 5. Fonte de alimentação do receptor Philips modelo 808 BN produzido nos Estados Unidos durante a Segunda Guerra, para exportação, com válvulas de séries americanas (1R5, 1N5, 1N5, 1H5, 3Q5 e 35Z5), tipo portátil, três faixas, com antena de quadro interna, para funcionamento com baterias (9V e 90 V) e para operação com dois cordões resistivos diferentes, ambos contendo resistores em série, para 100-130 e 200-240 VCA. Em linhas gerais, o circuito do Philips 808 BN é muito parecido com o Andrea Rádio (ex-Fada) modelo P-163. Provavelmente eram modelos que buscavam concorrer com o famoso Philco Transoceanic – um grande sucesso de vendas durante a Segunda Guerra.

Na **Figura 6**, a seguir, pode ser visto o circuito de um outro receptor verdadeiramente “rabo-quente”. Trata-se do RCA Victor modelos 9TX21, 22 e 23, chassis RC-403 e RC-403 A. O cordão resistivo é de $154\Omega + 27\Omega$ e lâmpada-piloto, para 117V C.A./C.C. Destaque-se a advertência estampada no diagrama esquemático do aparelho: **“Resistência no cabo de alimentação – o cabo de alimentação contém uma resistência que se aquece durante o funcionamento”**.

Observe-se que, como ocorre em muitos receptores sem transformador, a lâmpada-piloto faz parte da linha dos filamentos: em caso de queima deve, obrigatoriamente, ser substituída por outra exatamente com as mesmas características elétricas. Nunca se deve improvisar a substituição de lâmpadas-pilotos de rádios antigos por “lâmpadas de motos”, por exemplo, como alguns desinformados recomendam na internet.

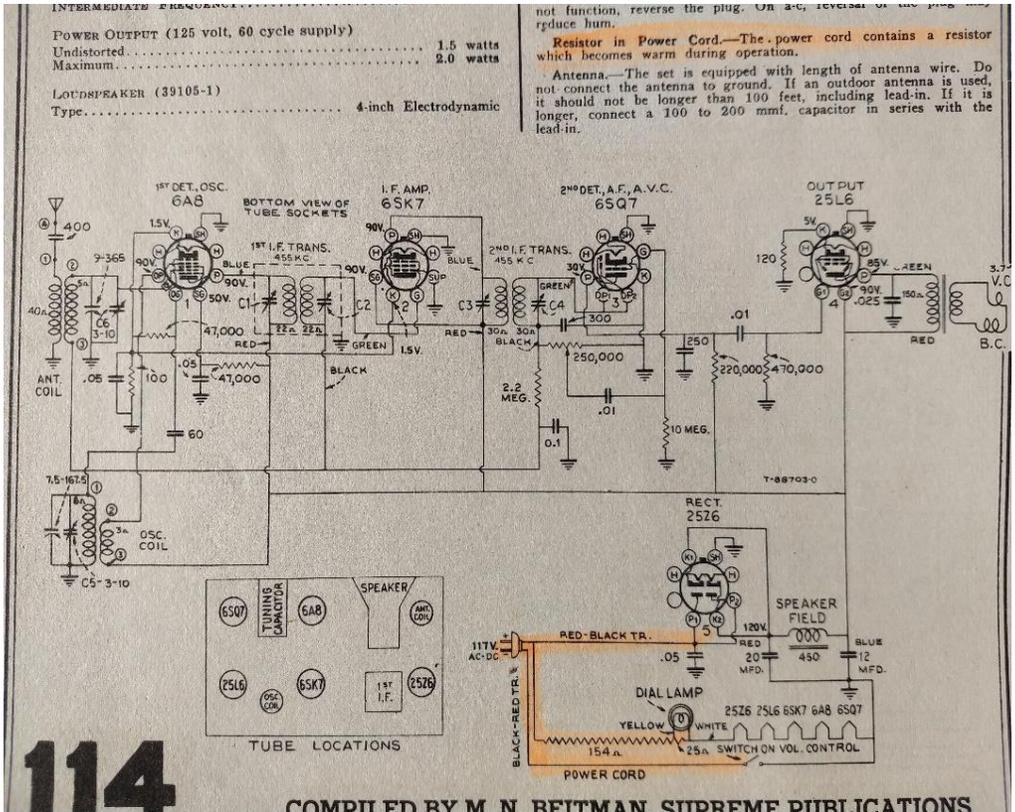


Figura 6. Esquema rádio RCA Victor modelo 9TX21, de 1938. Fonte: "Most-Ofen-Needed 1939 Radio Diagrams and Servicing Information". Compilado por M.N. Beitman. Supreme Publications, 1941, Chicago.

Por último, neste desfile de circuitos de cabos-quentes autênticos, apresentamos o Sparton Superheterodyne modelo 409-GL, que funcionava na fonte de alimentação com cordão resistivo de 165Ω mais um resistor de lastro tipo "ballast" BK3AJ, numa linha de filamentos com as válvulas 6A8GT, 6J7GT, 25L6GT na saída de áudio e, como retificadora, uma 25Z6GT.

Mais uma vez, ressaltamos que nestes tipos de circuitos um dos lados da tensão da rede está ligado diretamente no chassi do aparelho: cuidados especiais devem ser tomados, como o emprego de um transformador isolador, ao realizar trabalhos nestes rádios.

Antigamente houve países, como a Austrália, onde os fabricantes dos receptores forneciam transformador de isolamento acompanhando o rádio, para evitar risco de choques aos usuários.

Nos soquetes, bons contatos são fundamentais



Figura 8. Não apenas os pinos das válvulas precisam estar livres de oxidações. Os contatos nos soquetes também precisam estar impecáveis para que ocorra o perfeito funcionamento dos circuitos.

Na edição anterior de ***Dicas e Diagramas*** mostramos que vários tipos de válvulas, mesmo as nunca usadas, podem apresentar oxidações severas nos seus pinos, depois de muitos anos da fabricação.

Com os soquetes pode ocorrer algo semelhante: mesmo soquetes NOS, de estoque antigo, mas nunca usados, sofrem com a degradação de seus contatos, exigindo limpeza e polimento antes de serem colocados em operação.

Nos soquetes de válvulas octais, como o tipo mostrado na ***Figura 8***, a limpeza é relativamente fácil: neste modelo, os terminais podem ser facilmente removidos da base isolante e recolocados depois da limpeza/polimento.

Como no caso das válvulas, os pinos dos soquetes podem ser limpos e polidos com escovinhas rotativas de pano ou latão montadas em micro retífica tipo Dremel.

No soquete octal visto antes, o problema de mau contato nos pinos decorreu do excesso de fluxo ou breu na soldagem, durante a fabricação do aparelho. Parte da resina escorreu para o interior do soquete, causando problemas, posteriormente, nos contatos com os pinos da válvula retificadora.

Os seis terminais da direita, na foto da **Figura 8**, já estão limpos. Os dois terminais de soquete, à esquerda na foto, ainda mostram resíduos da resina do fluxo.



Figura 9. Algumas ferramentas usadas na limpeza de soquetes: limas finas, escovas interdentaes. Demais materiais e procedimentos acham-se descritos no texto. A válvula 6AG7 que aparece na foto, mesmo nova, apresentava intermitências no funcionamento: deixava de oscilar. O problema não era na válvula, mas em mau contato que ocorria em terminal oxidado do soquete.

Maus contatos das válvulas nos soquetes são causadores de intermitências no funcionamento do aparelho, pipocares no sinal, roncões, chiados, ruídos tipo barco a motor (*motorboating*), instabilidades na frequência de operação em estágios dos circuitos oscilador/misturador etc. Sujidades no soquete da válvula podem ser removidas com limpadores de bicos de solda oxiacetilênica (procure na internet por *limpador de bicos Carbografite*, por exemplo (mas há vários de outras marcas): <https://carbografite.com.br/produto/carbografite/limpador-de-bicos-cg>, além de escovinhas interdentaes ou limpadores de cachimbo, com álcool isopropílico.

Em casos severos de oxidações é necessário limpeza com limas tipo agulha ou limpadores de bico de solda. Não use desengripantes em soquetes de válvulas: são para parafusos enferrujados. Não servem para componentes eletrônicos. Lubrificantes penetrantes deixam resíduos que funcionam como dielétricos nos contatos. Além disso, podem desagregar as fibras de fenolites como os empregados em certos tipos de soquetes antigos.

Confira se os pinos das válvulas miniaturas estão alinhados e livres de oxidações ou incrustações. Na edição anterior de **Dicas e Diagramas** explicamos detalhadamente como os pinos das válvulas podem ser limpos.

Nem tudo o que é antigo era de boa qualidade. Houve soquetes bons, mas houve também soquetes de péssima qualidade fabricados antigamente. Aqueles com terminais corroídos por pasta de solda ácida ou por maresia devem ser substituídos.

Muitos soquetes loctais, por exemplo, eram críticos já antigamente, por apresentarem problemas como ruídos de fritura ou “estáticos”, ronco, intermitências na recepção, etc. Soquetes loctais exigem limpeza regularmente.

Escovinhas interdentalis e limpadores de bicos de solda são particularmente úteis para a limpeza de terminais de soquetes como os loctais e os miniaturas. A escovinha interdental é uma ótima ferramenta para a retirada de limalhas, partículas metálicas ou sujidades nos orifícios dos soquetes.

Intervalo para o humor

A Lei de Murphy aplicada aos rádios antigos:

Art. 1.º O componente mais difícil de se obter é o que certamente estará com defeito na reparação dos rádios antigos.

I - O componente defeituoso é o que está faltando na sucata;

II – O componente faltante na sucata é mais caro que o rádio.

Conhecendo os colegas

É da simpática Caicó, Rio Grande do Norte, na microrregião do Seridó, que vem o nosso convidado de hoje.

É o talentoso colega Gilton Batista de Araújo Filho, membro de honra da CFS, Confraria do Ferro de Soldar, mais conhecido nos grupos de eletrônica, como **Gilton Filho**.

É um mestre em eletrônica: mesmo morando “um pouco depois do fim do mundo”, como explica, consegue fazer funcionar clássicos desenganados até pelos maiores especialistas em ressuscitar antiguidades eletrônicas. Se não consegue as peças aqui, descobre quem as tenha, nem que seja no Longequistão.



Figura 10. Na fotografia, a Igreja do Rosário, o edifício Santa Costa e a Antiga Prefeitura da bela Caicó, no semiárido do Seridó, Rio Grande do Norte. Caicó fica distante 282 km de Natal, a capital. É famosa pela cultura e beneficiamento do algodão, pelos bordados típicos, pelos laticínios como os queijos e por ser um dos maiores pólos de produção de bonés e de artesanato do Brasil. — (Foto: Wikipedia, Por StormJef - Obra do próprio, CC BY-SA 4.0, <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=42185393>).

Gilton Filho é advogado, geógrafo, eletrotécnico, moderador de grupo de eletrônica na internet, colecionador e restaurador de rádios e instrumental eletrônico antigos. Além de talentos eletrônicos, possui também talentos literários: ao ser convidado para participar de *Conhecendo os Colegas*, da **Revista Antenna**, gentilmente resumiu-nos as suas aventuras pela eletrônica em um ótimo texto, cujo conteúdo resolvemos repartir integralmente com os leitores. Temos certeza que a missiva muito poderá servir de inspiração, tanto para quem dá os primeiros passos na atividade, ou para dar um novo alento a quem já está calejado na labuta de restaurações:

“Caro amigo Dante, seguem as informações a respeito de minhas atividades no ramo da eletrônica, como combinado. Procurei ser sucinto, mas certamente não logrei êxito. Fique à vontade para descartar tudo que não seja relevante. Eu tive desde cedo interesse pela eletrônica. Em 25 de fevereiro de 1980, coincidentemente data do meu aniversário de 15 anos, concluí o curso de Radiotécnico do Instituto Universal Brasileiro.

Mas se o amigo me permitir voltar um pouco no tempo, acredito que quando nasci não procurei primeiro o peito da minha mãe, e sim, uma tomada, uma lâmpada, ou alguma coisa outra coisa “elétrica”.

Também não lembro de, na minha infância, ter visto um brinquedo que eu achasse mais bonito por fora do que por dentro. Ou seja, sempre tive curiosidade por eletricidade e uma compulsão por ver como as coisas eram “por dentro”.

Mas saindo do “flashback”, em 1980 fui para Natal – RN, estudar na então Escola Técnica Federal do Rio Grande do Norte, no curso de Eletrotécnica. Ao concluir, em 1983, trabalhei um tempo na área, mas logo percebi que o que eu gostava mesmo era de eletrônica e que não tinha aptidão para subir em postes. Assim, fui trabalhar na oficina de reparos de equipamentos eletrônicos do meu primeiro mestre: Deuel, em Caicó.

Depois de um tempo passei a trabalhar com sonorização em bandas da região e depois migrei para a área de informática, fazendo montagem e manutenção dos então potentes Intel 386, praticamente abandonando a área da eletrônica.

Quando chegou a Internet no Brasil, montei o primeiro provedor aqui na minha cidade, ainda no tempo das conexões via modem, conectados a 9,6 KBPS, com um link de 256 KBPS para a cidade inteira. Era sofrível, mas a única opção.

Dando um pulo grande no tempo, voltei a estudar e me formei em Geografia e logo em seguida em Direito. Passei uns 25 anos praticamente sem contato com eletrônica. Há uns oito ou dez anos, vi um anúncio de um 3 em 1 num site local e resolvi comprá-lo para presentear um amigo que tinha uns vinis, mas não tinha equipamento para tocá-los.

A pessoa que tinha o 3 em 1 tinha também um rádio Philco Transglobe e eu resolvi comprar. Foi aí a minha desgraça. Inventei de consertar o Transglobe e o vício pela eletrônica voltou a se manifestar com força.

A bem da verdade, quem se manifestou foi a paixão pela eletrônica, que nunca deixei de ter. De lá pra cá adquirir rádios e outros equipamentos que nunca terei tempo para consertá-los, porém numa quantidade que pode facilmente provocar um divórcio.

Pois bem. Hoje já me considero curado do afã de adquirir novos rádios e dedico o pouco tempo que me sobra do trabalho para reparar meus “rádios velhos” ou os de amigos muito próximos, desde que não tenham problema com tempo.

Como moro um pouco depois do fim do mundo, minha maior dificuldade é conseguir componentes para os equipamentos que conserto. Aqui não tem mais quase nada de eletrônica.

Componentes mais comuns, meu amigo Bruno Rocha compra em Natal e me manda. Os mais difíceis de encontrar, quase sempre me valho da boa vontade (e do estoque) do amigo Sidney Daros Jr. que, quando não tem o que preciso, compra em São Paulo e muito gentilmente me envia.

Por mais absurdo que possa parecer, mais das vezes me sai bem mais barato comprar componentes no E-Bay de países europeus do que aqui no Brasil, quando considerados o valor do componente e do envio.

O equipamento que me deu mais trabalho para recuperar foi um radinho Philco, modelo “T-7- 126”, da primeira série de rádios transistorizados fabricados pela Philco. Provavelmente passou anos com as pilhas estouradas dentro e estava completamente oxidado. Foi uma batalha para recuperar o capacitor variável e o chassi. Felizmente a eletrólise me auxiliou e no final o rádio voltou a falar.

O que me deu mais prazer, sem dúvidas foi o rádio “Dynatron T99A”. É um equipamento bem raro. Infelizmente não consegui o diagrama esquemático nem mesmo no Dynatron Museum, para voltar à condição original da válvula que faz o pré, na entrada de phono, pois o administrador do museu me informou que nem eles tinham o esquemático deste modelo. Contudo, consegui fazê-lo funcionar satisfatoriamente.

O amplificador que compunha o conjunto – um “Dynatron LF612” – este refiz praticamente todo o circuito.

Atualmente tenho me dedicado mais a reparar antigos equipamentos de bancada, deixando-os aptos a serem usados nos meus consertos. A ideia é montar a bancada com equipamentos com idade próxima da minha, todos funcionando bem, claro.

Grande abraço, Gilton Filho.

Imagens do Dynatron podem ser vistas em:

https://www.facebook.com/groups/145610802756684?multi_perma-links=648824059102020%20&hoisted_section_header_type=recently_seen”



Figura 11. O nosso talentoso colega Gilton Filho e o seu fiel escudeiro e companheiro de experiências no mundo da eletrônica dos velhos e novos tempos. O caçula Carlinhos, com sua ferramenta infalível, é o ajudante do pai nas calibrações dos núcleos de ferroxcube emperrados nos transformadores de F.I. dos rádios antigos. É brincadeira, pessoal! Somos testemunhas que a dupla Gilton & Carlinhos é muito caprichosa nos seus trabalhos! 😊 Ao fundo aparecem vários dos equipamentos restaurados pela dupla dinâmica,

entre os quais o fabuloso Dynatron T99A, geradores de sinais, analisadores de componentes, etc. Em sua maioria, foram pacientemente trazidos de volta à atividade por Gilton Filho. Instrumental antigo de bancada é uma das grandes paixões do nosso competente e dedicado colega potiguar que, jovem ainda, com apenas 15 anos de idade recebia já o diploma de radiotécnico no curso do Instituto Universal Brasileiro, IUB. Ele brinca que nasceu já procurando uma tomada para ligar o ferro de soldar. 😊😊😊



Figura 12. O analisador de capacitores da Solar Mfg. Corporation, de New York, modelo CB-1-60, restaurado pelo colega Gilton Filho. O analisador de “condensadores”, como era chamado na época que começou a ser fabricado, em 1936, funciona em 110 V e utiliza a válvula retificadora 1-V, mais a válvula “olho-mágico” 6E5. É um equipamento de bancada de grande utilidade para quem trabalha em consertos e restaurações de aparelhos antigos, principalmente para a detecção e medição de eventuais fugas em capacitores. Testa o estado e

as características dos capacitores, como capacitância, resistência de fuga, curtos-circuitos, fator de potência, intermitências etc, em circuito ponte de Wien e sob tensões elevadas, ao contrário dos multímetros comuns e dos medidores de ESR. A resistência de isolamento é de extrema importância, por exemplo, nos capacitores de acoplamento entre placa-grade e nos demais pontos dos circuitos onde o componente fica submetido a tensões elevadas. Para os circuitos valvulados, o que se busca, principalmente, é avaliar a presença de resistência equivalente em paralelo nos capacitores (fugas) – e nem tanto a resistência em série (ESR), como é a prática nos circuitos modernos – além da isolamento e o valor de capacitância.



Figura 13. Gerador de sinais Taylor modelo 65B, outro clássico dos instrumentos de bancada, colocado em plenas condições de funcionamento.



Figura 14. Um autêntico regenerativo “homebrew”, de 1927, restaurado. A data provável de fabricação do receptor caseiro foi descoberta através de um recorte de jornal americano, todo amarelado, que o antigo proprietário havia esquecido, dobrado, no interior do rádio. Tensões de operação: 6, 22,5 e 90V.C.C.

Uma das grandes estrelas da coleção de rádios antigos recuperados pelo colega **Gil-ton Filho** é um conjunto **Dynatron**, inglês, composto pelo famoso receptor T99A, amplificador LF612 e toca-discos Garrard R.C. 80. É um equipamento fabricado na década de 1950, com poucas unidades remanescentes hoje.

A Dynatron foi uma empresa fundada em 1927 em Maidenhead, condado de Berkshire, por dois jovens gênios da eletrônica, os irmãos Ron e Arthur Hacker, de 17 e 19 anos de idade. Mesmo sem formação profissional, chegaram a receber o título de MBE, Master of Business Engineering, posteriormente, por suas contribuições à eletrônica. Eram autodidatas e “devoravam” todas as revistas técnicas e livros sobre eletrônica que encontravam.

Com a ajuda do pai, por não terem idade suficiente para serem diretores de empresa, criaram a Hacker & Sons, produzindo inicialmente “radiograms”, o nome que deram aos seus conjuntos de radiofonógrafos, mas que se tornaram famosos pela identificação “Dynatron”.

A empresa dos jovens Hacker chegou a produzir até sistemas de aeronavegação como o Gee, para a RAF, no tempo da guerra, radares Rebecca para aeronaves, além de produtos como televisores.

Em 1955 ela foi assumida pelo Ekco. Em 1960 passou para a PYE; em 1967 a PYE foi comprada pela Philips.

O rádio Dynatron — fabricado apenas por cerca de duas décadas — é considerado um dos melhores até hoje já produzidos na Inglaterra para uso residencial. A marcenaria dos gabinetes era esmerada. Os componentes eletrônicos e a montagem eram de alta qualidade.

Desde o início da empresa o objetivo era projetar e produzir rádios de elevado desempenho. A Dynatron buscou a excelência técnica nos seus projetos e ofereceu sempre produtos superiores aos da concorrência na época.

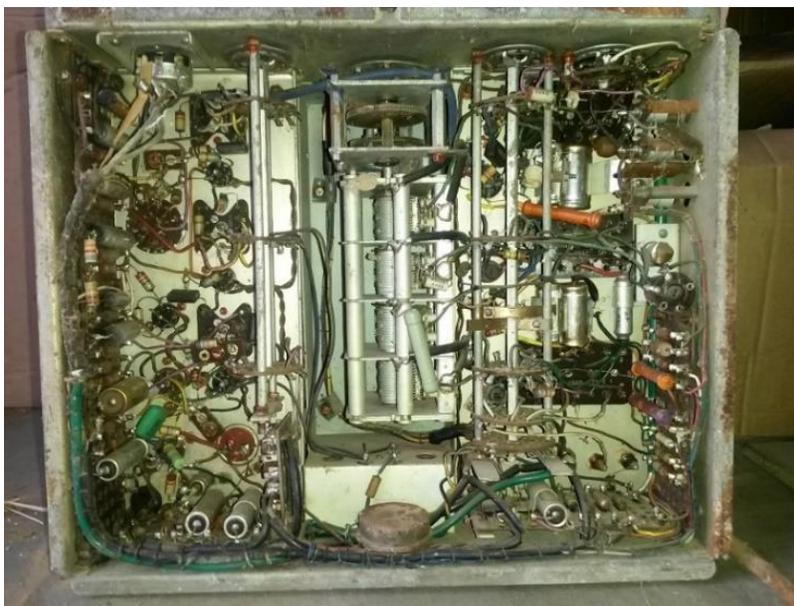


Figura 15. Parte inferior do chassi do rádio Dynatron T99A: montagem feita com apuro técnico e solidez. Destaque para o mecanismo de acionamento por engrenagens (acima, no centro, na foto) do capacitor variável, para uma sintonia suave e precisa, como nos receptores profissionais de radiocomunicações.

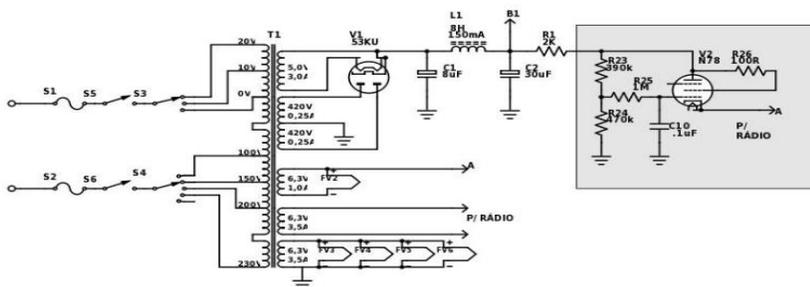


Figura 16. Circuito da fonte de alimentação do Dynatron, levantado a partir do aparelho montado. Transformador com primário de derivações múltiplas para escolha da tensão de funcionamento exata na entrada. Válvula retificadora de onda completa tipo 53KU, com filtragem em Pi (C-L-C) e resistor em série, mais uma válvula N78 funcionando em circuito seguidor de catodo, com baixa impedância/maior estabilidade de tensão na saída, frente às variações da carga. Sistema semelhante foi usado também em empresas como a Marconi, em receptores profissionais para uso móvel marítimo. Em navios a energia para alimentação dos rádios era gerada em C.C. e depois convertida para C.A., o que não raramente causava problemas de instabilidades nos funcionamentos dos circuitos, principalmente nos estágios osciladores.



Figura 17. A frente do receptor Dynatron T99A, “The Supreme Reproducer”, antes da restauração. É de 1952 e foi considerado um dos melhores rádios para uso doméstico já produzidos na Inglaterra. O módulo do receptor foi utilizado em vários modelos de radiogramofones da empresa Dynatron/Ekco, como os modelos Ether Conqueror, Merlin Radio Console, Regency e Queen Ann. O indicador de sintonia, olho mágico, é uma válvula tipo 6U5. A escuta é por fones ou através do amplificador do conjunto. Tem nove válvulas, com o “olho-mágico”, e funciona nas faixas de ondas médias, longas e SW1 (10m a 32m) e SW2 (30m a 85m). Era anunciado como tendo recepção “high fidelity”.

O serviço enfrentado na recuperação do Dynatron: troca de três válvulas, substituição de todos os capacitores eletrolíticos e os a óleo, substituição de alguns resistores com valores alterados, troca dos cabos entre o rádio e o amplificador, etc.

A grande dificuldade foi, segundo Gilton Filho, é que até hoje não há esquema completo, disponível, do aparelho, nem no próprio Museu Dynatron.

Os valores não identificados de alguns componentes, assim, tiveram que ser escolhidos experimentalmente, pelo método “tentativa e erro” ou por circuitos valvulados semelhantes, até conseguir-se o melhor desempenho.

Tal foi o caso de uma peça desconhecida na entrada de R.F.: o componente foi trocado por um simples capacitor cerâmico de poucos pF, até se obter o melhor sinal.

Valeu o esforço: o receptor é memorável.

Era o que tínhamos para hoje, pessoal! Até a próxima edição de “Dicas e Diagramas”. Os nossos cumprimentos e os nossos agradecimentos a todos os preservadores, em especial ao abnegado colega Gilton Filho, destacado restaurador de equipamentos valvulados antigos. Não são meros “rádios velhos” o que buscam preservar: são objetos históricos que fazem parte da nossa cultura, da nossa memória técnica e de engenharia.



Modificações no Amplificador Quasar QA2240

Marcelo Yared*



Após o Christian Luloian, administrador do grupo Quásar no Facebook, generosamente me convidar para participar do grupo, não pude me furtar a participar de algumas discussões lá, relativas principalmente a caixas e amplificadores daquela marca.

Como o primeiro amplificador de estado sólido que possuí, não montado por mim, foi um modelo QA7070-X daquela empresa, gostava da marca e digo que o valente amplificador me deu muitas alegrias e sonorizou muitos bailes na minha juventude. Ele foi analisado em Antena, recentemente.

Já havia restaurado um QA4400, bem mais sofisticado, da mesma empresa, que, de uma forma geral, não representava o circuito "burrinho de carga" que fez o nome da empresa na década de setenta, seja nos "tijolinhos" QA2XXX ou nos amplificadores integrados congêneres, famosos por estamparem os conhecidos "295W IHF" em seus painéis ou em seus encartes.

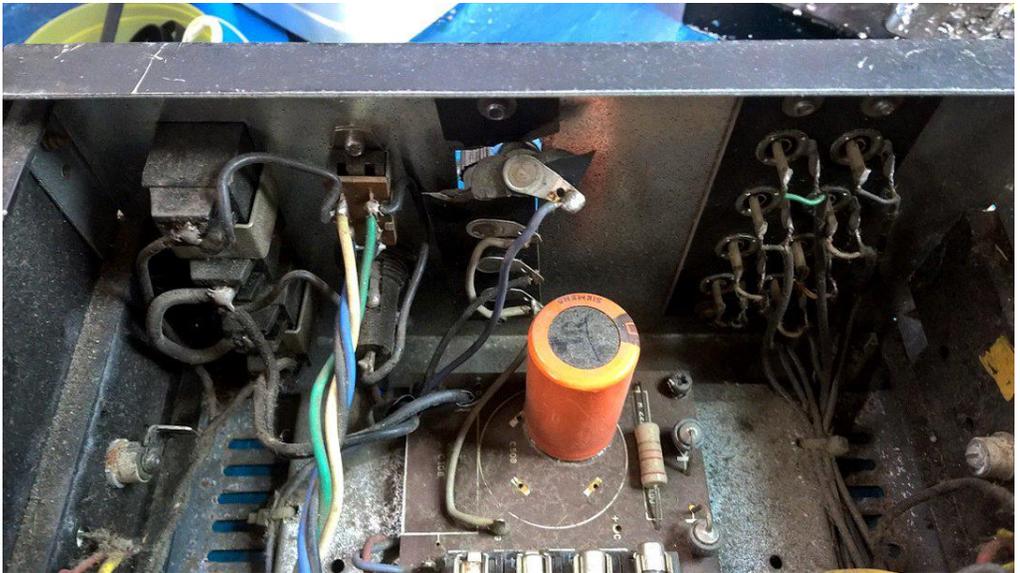
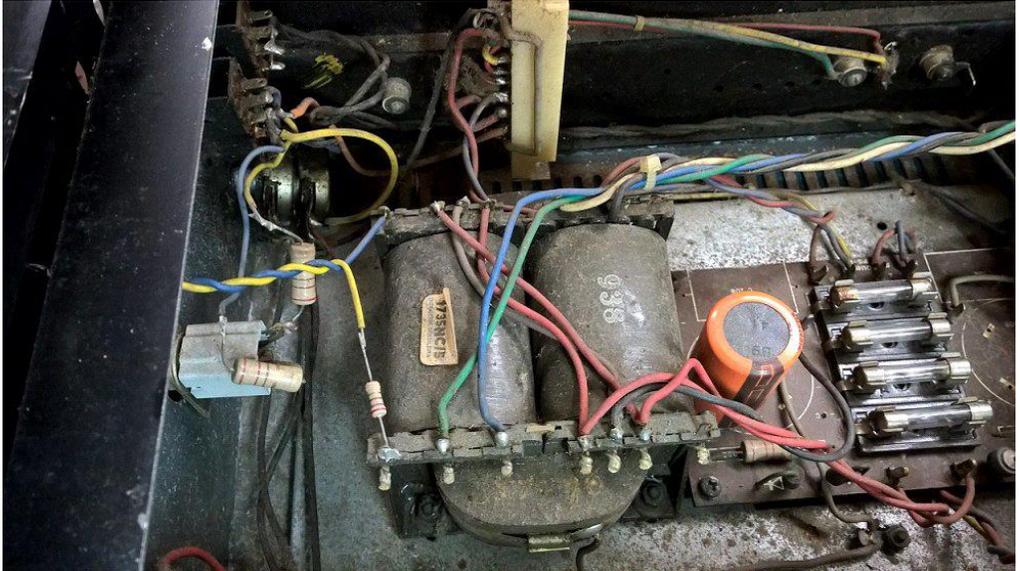
Assim, após um ataque de saudosismo, resolvi trabalhar em um QA2240, fabricado em 1979, que adquiri por um bom preço faz algum tempo (e que iria servir para experimentos com módulos em classe D), restaurando seus circuitos, inserindo alguns ajustes e, creio eu, melhoramentos, que agora descrevo, para aqueles que tenham interesse.

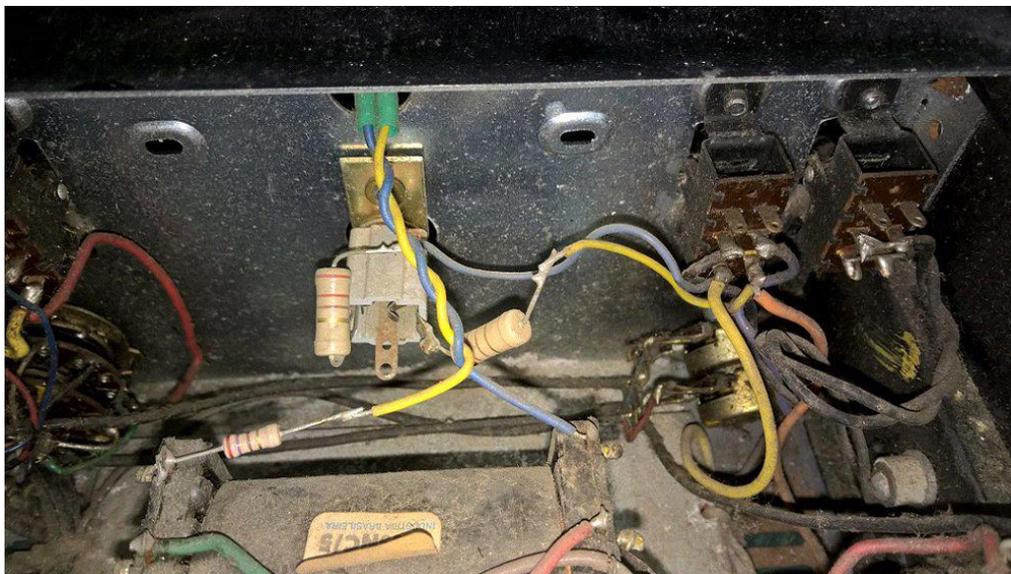
***Engenheiro Eletricista**

Vamos lá:

Seguem abaixo algumas imagens de como estava o amplificador antes da limpeza básica.

Como o que me interessava era a melhoria interna, não fiz a serigrafia nem recuperei a pintura dele, apenas deixei a apresentação razoável, no que foi possível.





De se ressaltar a grande quantidade de rebites utilizados para fixação de vários componentes nos painéis traseiro e dianteiro, inclusive alguns que sabidamente têm vida útil limitada, tais com chaves e também a soldagem direta de componentes "pendurados" nos conectores.

Não é muito elegante, mas, em se tratando de um produto simples, isso era barato de fazer, considerado o custo de mão-de-obra nacional, e ficava fechado dentro da caixa metálica, muito bonita emho. Apesar disso, vemos que as chaves e conectores são de boa qualidade, ao menos considerada a indústria nacional na época.



O conjunto de bornes de saída foi substituído em decorrência da placa de suporte estar quebrada. Adaptei uma com um placa de PCI de fibra de vidro, da qual todo o cobre foi corroído, de uma outra montagem.



Também troquei uma das chaves de alavanca do painel frontal, que estava com o braço quebrado, Feito isto, parti para a montagem interna, que, de uma forma geral, é bem cuidada. A fixação das placas de potência é inteligente e bem prática para manutenção, mas acho que um amplificador muito utilizado em sonorização poderia ter umas travas adicionais nelas. Coisa de engenheiro velho e chato...

Tratei primeiro da fonte, cujo leiaute das trilhas impressas não segue as melhores práticas quanto às razoáveis correntes que as atravessam, tendo sido algumas reforçadas com fios rígidos soldados de fábrica.

Troquei os diodos por unidades de 3A e retirei os dois (ótimos) originais MR754 originais da Motorola que estavam bons ainda, mas infelizmente não tinham seus pares da parte negativa da fonte.

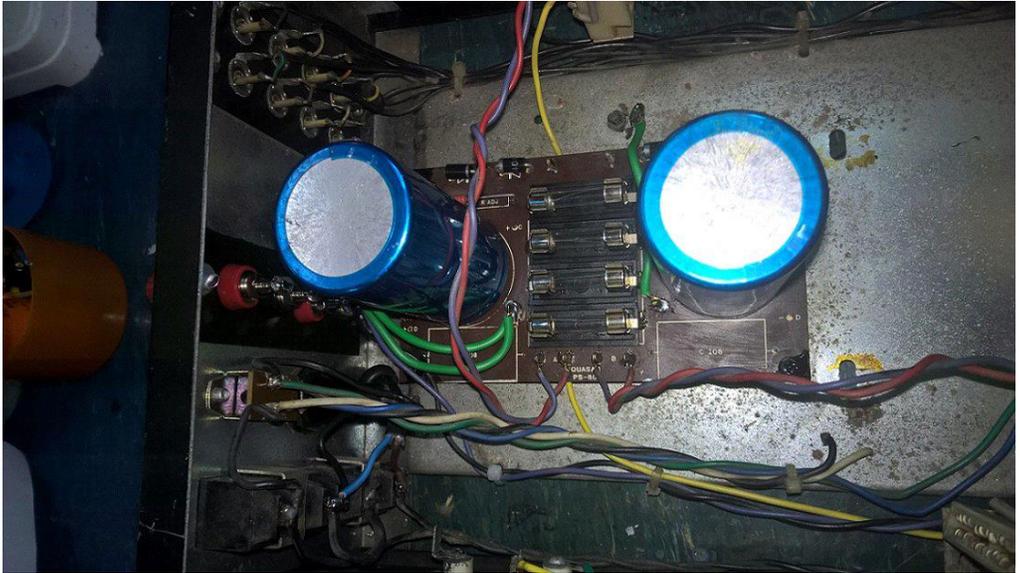
Foram trocados pelos (ainda bons) 1N5406. Coloquei outro par de 1N e guardei os MR como lembrança. Para quem interessar possa, os MR ainda são fabricados e são muito parrudos.

Os resistores de dreno foram substituídos por unidades modernas de filme metálico.

Os eletrolíticos já não eram os originais de 5000uF/70V Siemens e foram trocados, adequadamente, por outros de 6800uF/63V da mesma marca. Como tinha dois NOS da Ambalit de 5000uF/100V, que iriam ficar pegando poeira por aqui, resolvi colocá-los na placa, devolvendo o aspecto original dos anos 1970 ao conjunto.

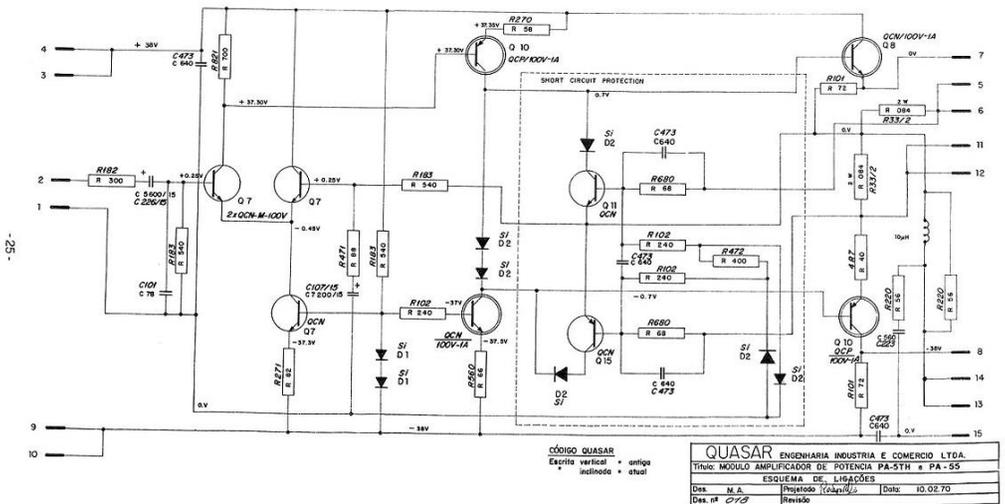


O resultado final foi bem satisfatório, e deixou o aparelho com o aspecto interno muito comum dos amplificadores e amplitectores da época, com os grandes capacitores.



Testada a placa da fonte, chegou a hora dos módulos de saída.

Bons componentes em uma placa meio confusa e um circuito básico em classe B típico da década de setenta. Os valentes 3055C da RCA ainda eram originais, e foram mantidos.



Como pode ser notado, o projeto original data de 1970, e passou por várias modificações desde então, mas sua concepção manteve-se inalterada. No caso das placas que vieram no QA2240, observamos alguns detalhes interessantes, sendo a Quásar conhecida por variar muito as marcas dos componentes internos de seus equipamentos.

Observem também que a codificação dos componentes na placa não permite identificar sua posição, apenas seu valor, o que vai complicar a descrição das alterações que fiz, abaixo.



A da direita aparenta mais antiga e ter passado por manutenção nos drivers, com os capacitores originais Siemens "caramelo" de poliéster metalizado, todos ainda em boas condições.

Já a da esquerda, ainda com os transistores originais e capacitores Ibrape "zebrinha", todos, como de costume, trincados e, nesta foto, já substituídos por outros modernos.

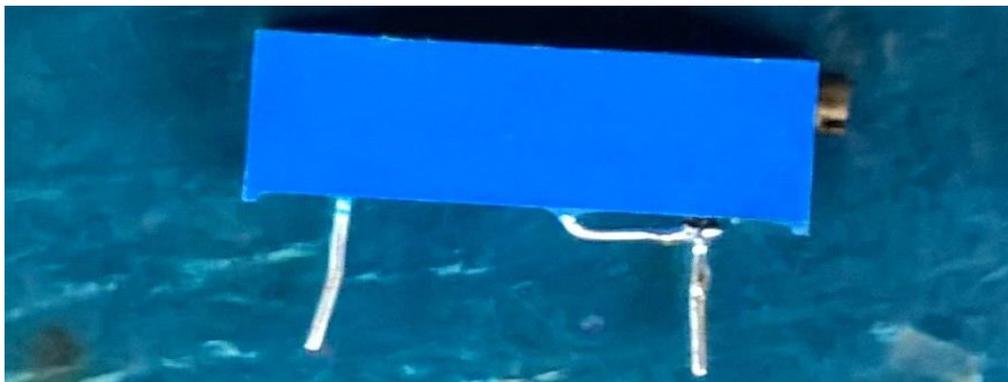
Observem também que, originalmente, uma das placas utiliza diodos retificadores comuns nas etapas de baixo nível e a outra diodos de sinal.

Essa diferença se fará relevante nos ajustes a que o amplificador foi submetido e será comentada adiante no texto.

Ao fim, entre outras coisas porque não me conformo com esses transistores TIP rebitados nos dissipadores, procedi às seguintes substituições em ambas as placas:

- Os transistores de pequeno sinal foram trocados por BC546/556, considerada a não uniformidade dos originais, em ganho e modelo, à exceção dos transistores da proteção contra curto, também não uniformes e trocados por BC547/557. Os 546/556 tiveram seus ganhos estáticos casados;
- os TIP, apesar de serem de boa qualidade, foram trocados, entre outras coisas, porque é muito difícil retirar os rebites deles sem danificá-los. Foram trocados por outros de boa qualidade e selecionados com o maior ganho estático possível, aliás, bem mais altos que os dos originais, o que é bom. utilizei parafusos e porcas para sua fixação na placa;
- Os capacitores eletrolíticos foram trocados, bem como todos os de poliéster, das duas placas;
- os resistores da malha de realimentação (que vão da saída para a base de um dos diferenciais do par de entrada) foram trocados por unidades de filme metálico, bem melhores do ponto de vista de linearidade do que os originais. Estão destacados na figura P, abaixo. Quem tiver paciência, poderá trocar todos os demais resistores de 1/4W dessa placa por outros de filme metálico. Fica bonito, e melhor, mas não é fundamentalmente necessário, emho;
- Os diodos responsáveis pela polarização do estágio de saída foram trocados por modelos similares e encostados no dissipador de calor dos transistores de saída, de forma a auxiliar na estabilidade térmica do estágio, considerando-se que alteramos a corrente de repouso original do circuito para conseguirmos reduzir a distorção de transição (crossover) característica desses módulos da Quásar. A eficiência era alta, mas em altas frequências a performance era ruim. Foi colocado um trimpot multivoltas de 50Ω em série com eles, ajustado inicialmente para a posição de mínima resistência (DETALHE IMPORTANTE) e alterado, posteriormente, de forma a obter-se algo em torno de 26mV (que devem ser obtidos por sucessivos ajustes, após aproximadamente meia hora de aquecimento do amplificador, sem sinal e sem carga) no resistor de 0,33Ω ligado ao 3055C da malha positiva de alimentação do módulo PPA-55.

As fotos abaixo mostram o resultado:



Apesar de aparecer diodos de sinal na foto acima, eles se mostraram meio complicados de se encostar adequadamente, com boa pressão, no dissipador. Posteriormente os substituí por outros do tipo 1N4007. E o resultado final foi o abaixo:



Foi colocado um pouco de pasta térmica entre eles e o dissipador. Eu acho a fixação da placa um pouco frouxa, assim, recomendo a quem for fazer algo semelhante travar firmemente os diodos no dissipador, com alguma garra metálica ou algo similar. Farei isso neste amplificador, futuramente.

Para os testes a montagem acima serviu bem, e mesmo, acredito, se o amplificador não for muito chacoalhado no transporte, não deve haver maiores problemas.

Feito isto, resolvi também melhorar um pouco a compensação do módulo, alterando o capacitor de 100pF (em um dos módulos de cerâmica comum e no outro do tipo "plate") ligado entre a base e o coletor do TIP32C que está ligado aos diodos acima. Conforme proposto por Douglas Self, após correspondência com Peter Baxandall, em seu excelente Audio Power Amplifier Design Handbook, 6a. edição, páginas 341 a 348, utilizando um capacitor de cerâmica NPO de 100pF, mais adequado para a função, um capacitor de 1nF, infelizmente não NPO, e um resistor de 2k2/1W, na forma abaixo. O capacitor original, ao lado do TIP32C, deve ser retirado.

Uma redução significativa na distorção acima de 1kHz (um dos problemas desse tipo de circuito) deve resultar.

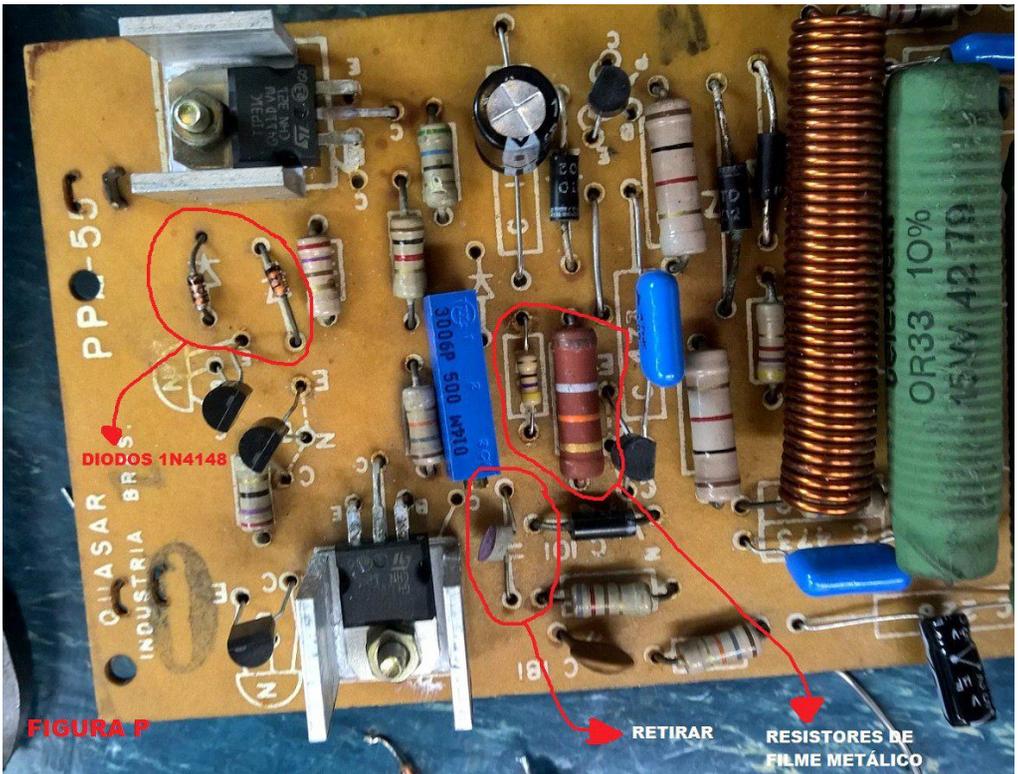
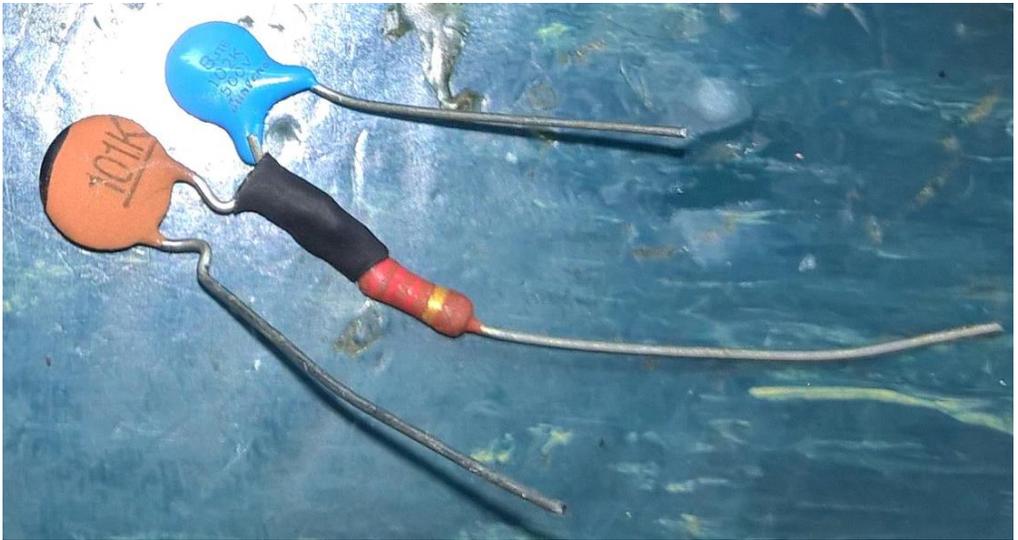


FIGURA P

DIODOS 1N4148

RETRAR

RESISTORES DE FILME METALICO



Feito isto, passamos então aos ajustes e às medições.

Utilizaremos como referência os valores abaixo, informados pela Quásar em seus folhetos, transcritos pelo Christian em seu sítio Quasar.eng.br:

Especificações Técnicas

PMD: 50x2 Wrms/8 Ohms, 64x2 Wrms/4 Ohms @ 1% DHT e 147,5x2WIHF/4 Ohms @ 5% DHT;

IT: 4~8 Ohms; RF: 5~50KHz \pm 1dB @ PMD; DH: 0,2% / DI: 0,25% @ -4dB PMD; RSR: 80dB;

FA: 100 @ 8 Ohms; SM: PMD @ 0,65v; IE: 10K Ohms Min.; C: 10~150VA

Para efeito de comparação, deixamos um módulo com as configuração original, e o outro com as mudanças acima e com o ajuste proposto na corrente de repouso (para esses resistores de 0R33 na saída, em aproximadamente 80mA).

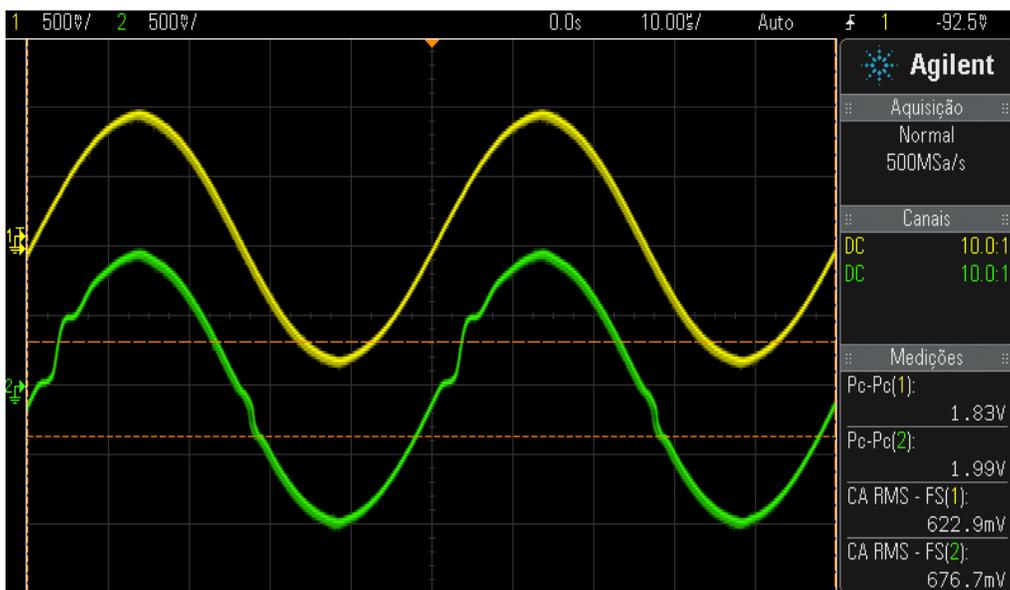
Os resultados foram bem razoáveis, considerando-se a simplicidade do equipamento.

Aquele transformador e a fiação exposta de seu primário, porta fusíveis, tomadas e chaves AC com certeza contribuem para as componentes de baixa frequência observadas nas medições.

Ou a 20kHz:



Com o canal amarelo devidamente ajustado em sua corrente de repouso, aos mesmos 20kHz:



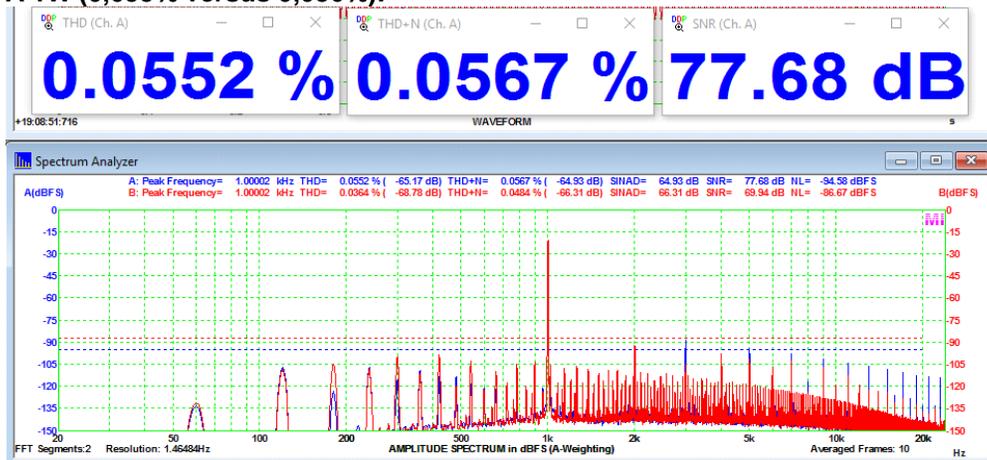
É possível observar-se, então, a importância do ajuste correto do amplificador.

Nas imagens a seguir, a 1kHz em 8Ω, temos, então, os valores medidos de DHT (ponderação A) e DI do amplificador. Em 1kHz, medida padrão, o efeito da distorção harmônica por conta da transição não é tão pronunciado e o valor apurado é consistente com o informado pela Quásar em seu folheto de especificações.

A Quásar era honesta em suas especificações e, sabemos, tinha equipamentos de boa qualidade para aferir isso, à época.

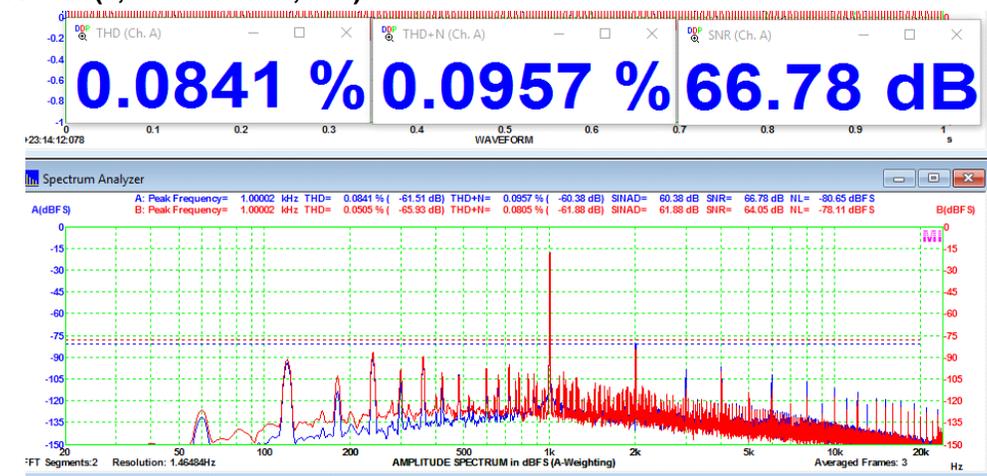
O canal azul está original e o vermelho foi modificado conforme acima.

A 1W (0,055% versus 0,036%):

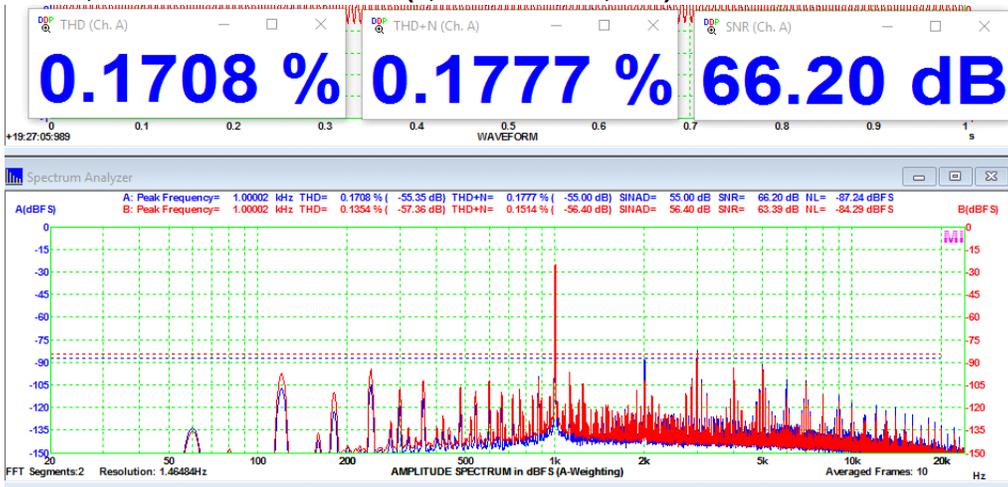


Observem a boa relação sinal/ruído obtida, consistente com o divulgado pela Quásar.

A 10W (0,08% versus 0,05%):

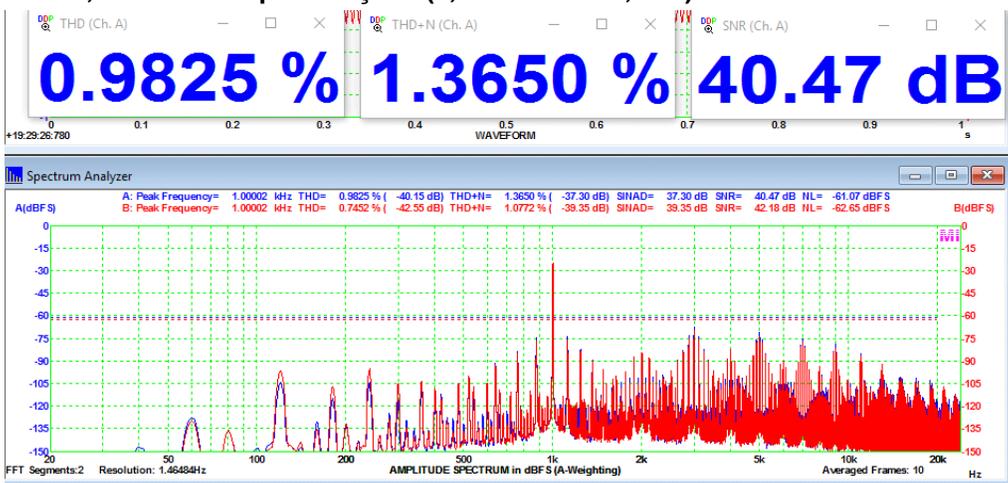


A 45W, no limite do ceifamento (0,17% versus 0,13%):



E, consistente com a potência máxima informada pela Quásar, a 50W (distorção a 1%):

A 50W, conforme especificações (0,98% versus 0,74%):

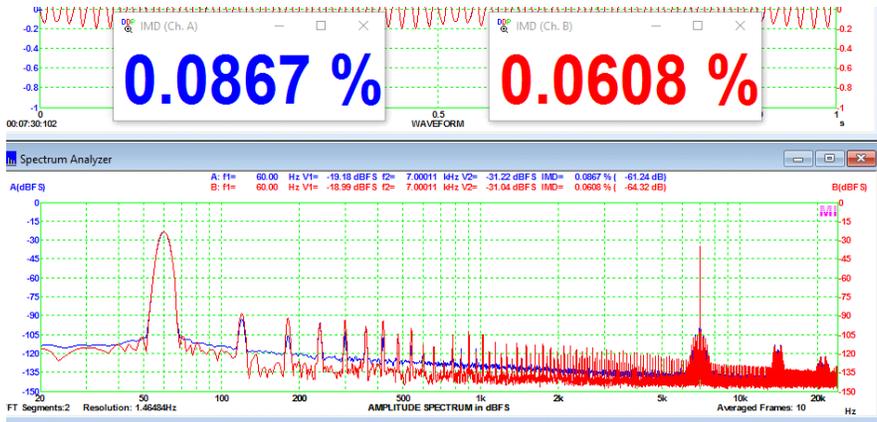


Neste caso, a relação sinal/ruído ficou bem pior, mas os valores de DHT batem com o que a empresa informa.

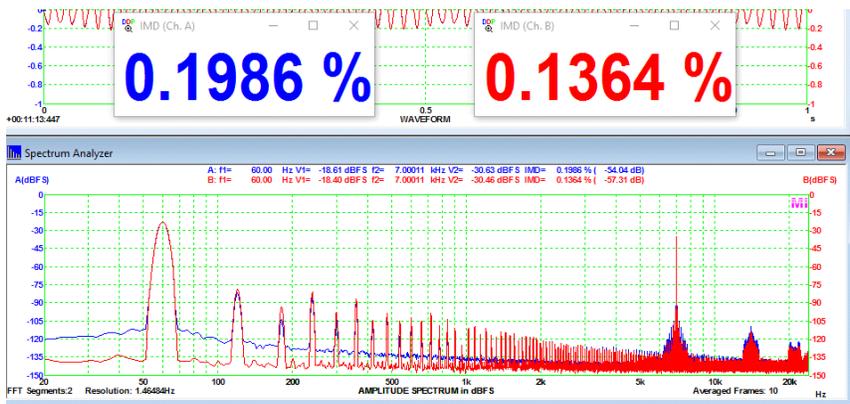
Nada obstante tratar-se de apenas uma unidade em teste, podemos ver que, de fato, houve algum ganho com a mudança feita. O quanto essa diferença de distorção será percebida pelo ouvinte, já é uma outra história...

Quanto à DI, padrão SMPTE, temos:

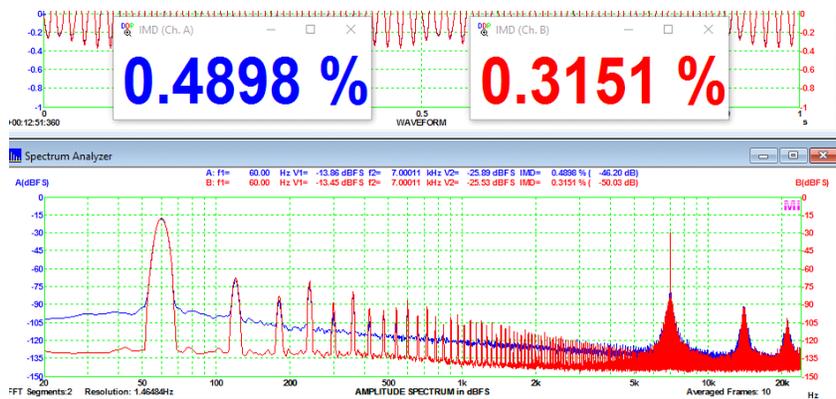
A 1W:



A 10W:

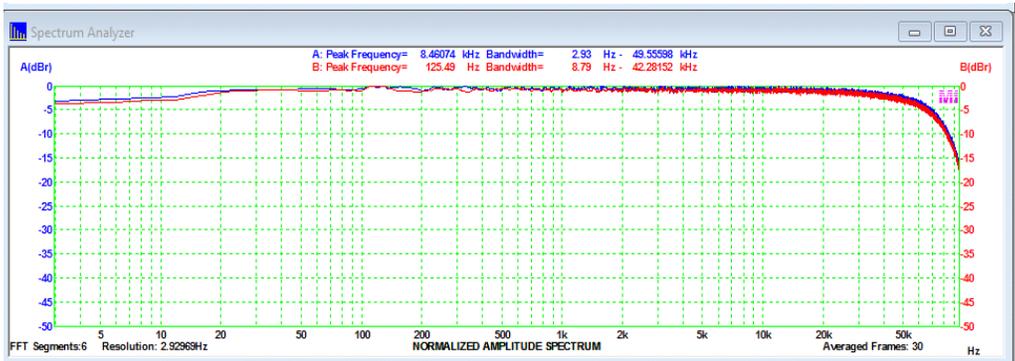


A 45W, no limite do ceifamento:

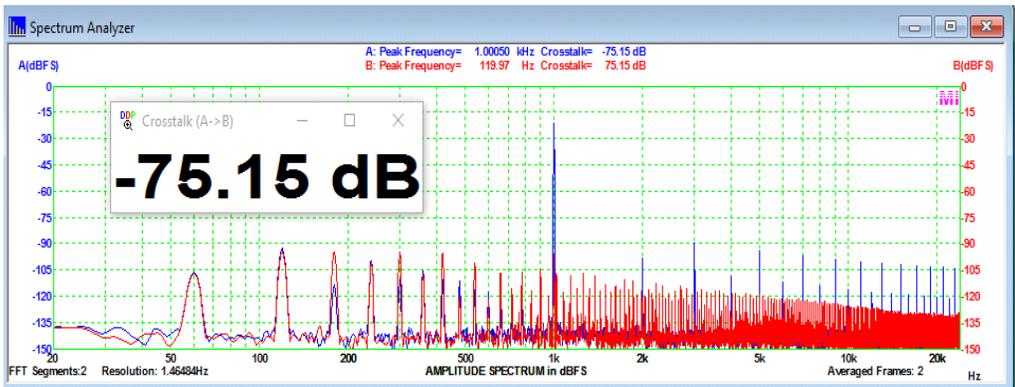


A potência no limite do ceifamento em 4Ω foi de 64 watts eficazes a 1kHz, novamente consistente com o informado pelo fabricante.

A resposta em frequência a 1W/8Ω também foi consistente com o especificado, e é muito boa (aproximadamente 4Hz/60kHz a -3dB).



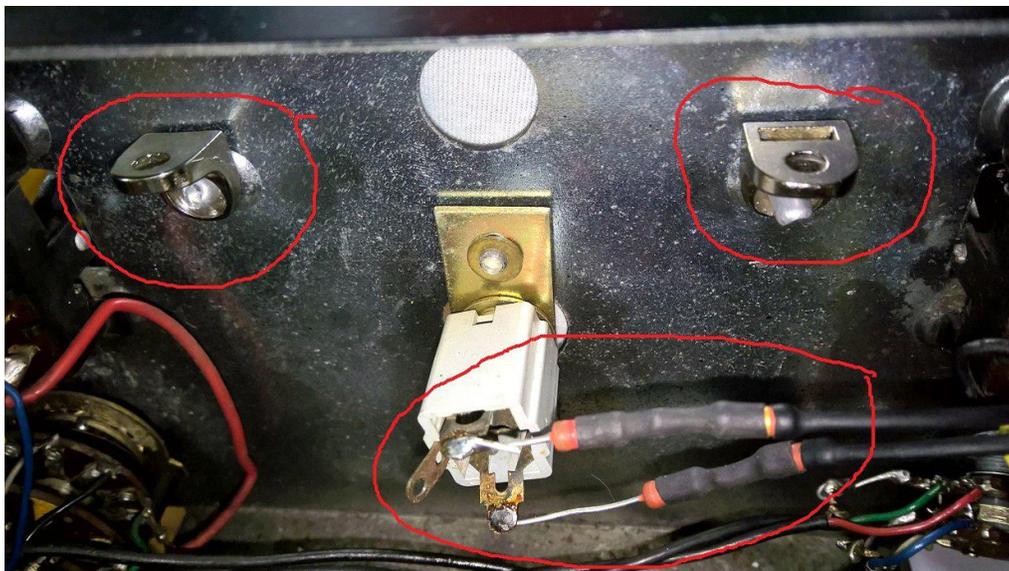
O *crosstalk* também é muito bom, a 1W/1kHz:



Verificadas então as características elétricas, resolvemos adicionar alguma proteção ao amplificador, na forma de um pequeno circuito que também provê algum retardo quando o amplificador é energizado (2s a 3s).

Utilizei um led duplo, de forma que quando a proteção ou o retardo estão acionados, ele acende com a soma das duas cores, um alaranjado tendendo para vermelho. Quando em operação normal, fica verde.

No Mercado livre existem vários circuitos desse tipo, a preços bem acessíveis, mas como tinha os componentes e queria aproveitar o fim de semana, utilizei uma placa pré perfurada e fixei-a em furos já disponíveis no painel interno do QA, conforme se segue:

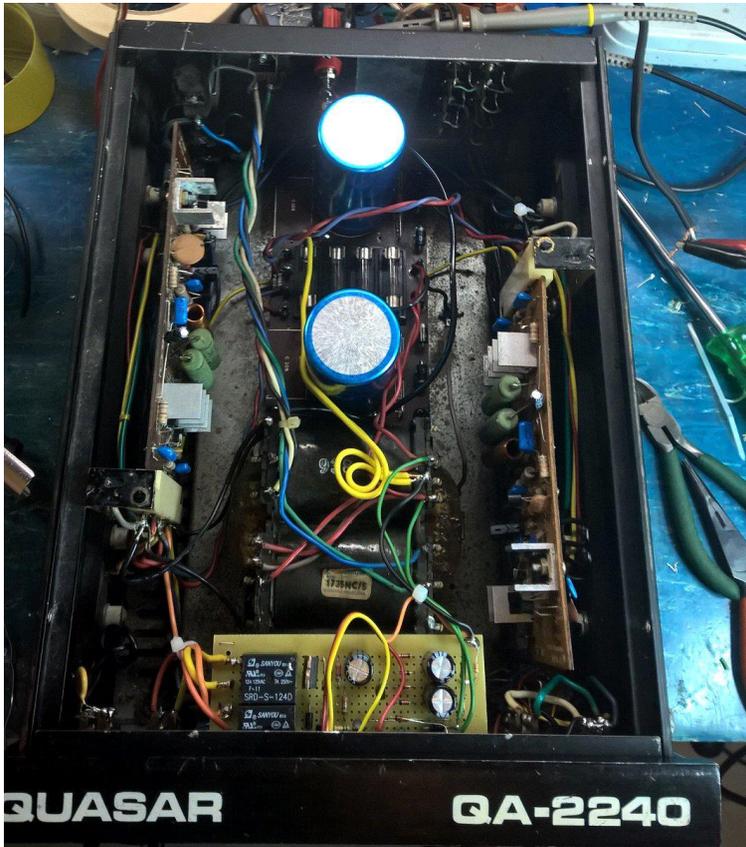


Observem também que os resistores limitadores da saída de fone de ouvido foram trocados e adequadamente isolados.



Com isso, eventuais ruídos de comutação ao se energizar o aparelho foram eliminados e, também, o risco ao dano de sonofletores por conta de CC na saída foi minimizado. SMJ, apenas os equipamentos da linha mais nova da Quásar, a última, oferecia esse tipo de proteção.

A montagem final ficou assim:



Ao fim, podemos chegar às seguintes conclusões:

- É um bom amplificador, considerado o contexto da época, simples e robusto;
- A empresa, apesar de uma estratégia de marketing, ao meu ver, meio esquisita, era séria e honesta no que vendia;
- havia espaço para melhoramentos significativos nos seus produtos, que utilizavam componentes de boa qualidade mas padeciam de padronização, o que, hoje, é fácil de se criticar, mas devemos sempre nos lembrar de que a realidade da época era outra;
- as características técnicas estão boas, e, considerado o leiaute das placas, a simplicidade dos circuitos, as especificações técnicas dos semicondutores e a utilização de simetria quase complementar à saída, creio que o ganho nas características elétricas foi satisfatório.

Estou escrevendo esta e escutando a Tidal com ele, faz algumas horas, e o som está bem agradável, sem distorções perceptíveis ou fadiga. Até a próxima!

Projeto de Amplificadores de Potência para Áudio

Parte III

Iniciando o Projeto

Álvaro Neiva*

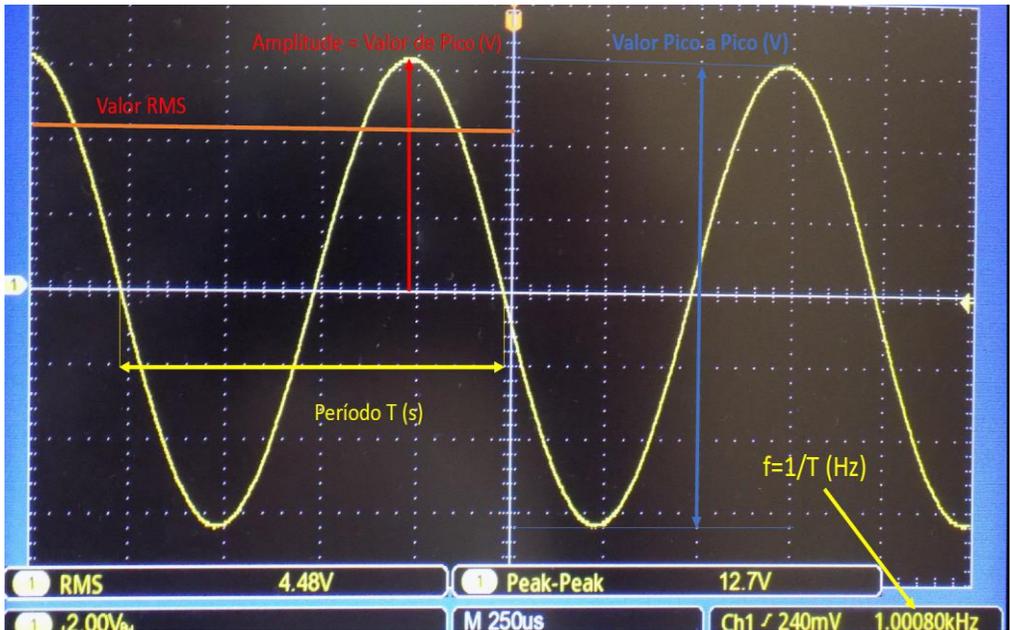


Fig. 1

Projeto de Amplificadores de Potência

Para iniciar um projeto de amplificador de potência é preciso fixar algumas especificações:

- I. Usualmente define-se a impedância de carga, em ohms (Ω) e, é claro, a potência média, em watts (W);
- II. Resposta em frequência ou faixa passante (Hz) a -3dB;
- III. Sensibilidade para $f=1\text{kHz}$, em V_{rms} , ou o ganho desejado;
- IV. E, finalmente, que dispositivos iremos usar para fornecer potência à carga (válvulas, transistores bipolares, FETs ou MOSFETs).

*Engenheiro Eletricista

Dispositivos de saída

Usando válvulas, a alta impedância interna faz com que, para potências maiores que uns 15 ou 25W a 8Ω , e para impedâncias de 4Ω ou menos, o uso de transformadores de saída torne-se praticamente indispensável, devido ao elevado número de válvulas em paralelo que se torna necessário para fornecer a corrente de pico demandada. Já com os transistores, a maior capacidade de corrente permite tornar opcional o uso de transformadores e podemos fazer o acoplamento direto da saída do amplificador aos alto-falantes.

Mesmo assim, alguns amplificadores de potência transistorizados usam transformadores para adaptar de forma ótima ao seu circuito a difícil impedância de uma caixa acústica e seu divisor de frequência. O uso do transformador vai manter aproximadamente constante a potência fornecida aos diversos valores de impedância previstos no seu secundário, possivelmente mantendo também constante o fator de amortecimento, a distorção e a dissipação no estágio de saída.

Circuitos básicos

Os primeiros circuitos amplificadores de potência funcionavam em classe A (ver o primeiro artigo da série), e usavam uma única unidade do único dispositivo ativo disponível na época, a válvula eletrônica. Daí vem a denominação em inglês desse tipo de estágio, Single-Ended, que podemos talvez traduzir por Terminação Simples ou Singelo, designando o último estágio, que usava uma única válvula.

Embora um estágio desses, usando tríodos com baixa resistência interna, possa ser, por si só, muito linear, vai ser extremamente ineficiente, com rendimento da ordem de 20% ou menos, o que torna muito dispendioso ter amplificadores desse tipo com mais que uns 30W ou 50W (provavelmente usando válvulas em paralelo).

Isso levou ao aparecimento dos circuitos push-pull, onde duas válvulas são usadas em contrafase para dobrar a excursão de tensão sobre a impedância de carga refletida pelo transformador de saída, permitindo alcançar potências maiores com menor custo.

No início da aplicação de transistores na etapa de amplificação de potência, muitos circuitos seguiram a mesma forma que os valvulados (ver o primeiro artigo da série), mas a existência de dispositivos com duas polaridades (PNP e NPN) permitiu maior facilidade em fazer circuitos diretamente acoplados da entrada a saída, dispensando os caros e pesados transformadores de saída e acoplamento.

Vamos então, num primeiro momento, tratar de amplificadores do tipo **push-pull, classe AB ou A, com transistores bipolares** na saída, depois MOSFETs e por último, com as válvulas eletrônicas.

Com acoplamento direto ou capacitivo, já a partir do primeiro item da lista de especificações podemos saber a tensão de alimentação total adequada, numa primeira aproximação.

Claro que podemos ter outros roteiros, já que o projeto, ou síntese do circuito, admite sempre várias soluções, ao contrário de uma análise, que sempre tem uma solução única, pelo menos para a maioria dos sistemas lineares.

Mas vou seguir uma sequência que costumo usar.

- a) Primeiro, determinamos a tensão senoidal pico a pico (ver **figura 1**), que desenvolva a potência média desejada, sobre a resistência de carga que foi especificada (inicialmente, vamos considerar nossa carga como resistiva).
- b) Depois, estimamos as quedas de tensão sobre os dispositivos de saída e acrescentamos esse valor ao determinado no item anterior.
- c) Com a tensão de alimentação total definida, podemos escolher o limite de tensão dos dispositivos de saída, que deve ser superior ao valor total da fonte, seja ela dividida ou não (falaremos depois sobre isso).
- d) Sabendo a mínima impedância de carga e seu ângulo de fase, podemos determinar a excursão máxima de corrente e a máxima dissipação no estágio de saída **[conforme ref. 13 e 23]**.

De posse desses dados, podemos determinar, de forma aproximada, quais e quantos dispositivos de saída precisam ser usados.

Vamos desenvolver um exemplo:

Amplificador XP150 v2023

Aí por 1986 ou 1987, eu estava interessado em projetar um amplificador melhor do que alguns que estavam disponíveis para uso em sonorização ambiente. Não poderia ter um custo muito elevado, mas precisava de um desempenho capaz de torná-lo um módulo útil para diversas aplicações de caráter profissional. Tentar fabricá-lo parecia ser uma oportunidade de aplicar o que havia aprendido na UFRJ.

Decidi que usaria uma configuração simples, com análise e projeto fáceis, mas com o melhor desempenho que fosse possível dentro dessas limitações. Imaginei que uma vez funcionando uma primeira versão, seria possível experimentar alterações que fossem significativas para melhora do desempenho ou redução do custo final.

Também decidi que a primeira investigação iria ser sobre a importância da fonte de alimentação no resultado obtido.

Assim foi feito e cheguei a instalar várias unidades numa rede de lojas.

Na época, um pouco antes desse projeto, aí por 1981, havia tomado contato com programas de simulação de circuitos como o SPICE, que rodavam em mainframes da IBM ou Burroughs no CPD da universidade, e que não estavam ao alcance dos mortais comuns... lembro do Prof. Mario Vaz, na EE da UFRJ, com um rolo de fita magnética, rotulado SPICE, e de uma apostila de explicações sobre como perfurar os cartões necessários para analisar um circuito, um componente por cartão, mais os de controle das análises e saída dos resultados.

Na época, já existia no NCE um terminal que usava um microprocessador 8008 para entrada de dados e um TRC para observar tudo, gráficos inclusive, mas de forma alfanumérica, claro. Não sei dizer se já havia na UFRJ, e provavelmente havia, micros TRS80 ou que usassem 6502 ou Z80, capazes de enfrentar a tarefa de forma menos penosa para o usuário. Mas isso para a pós graduação da COPPE e pessoal do NCE.

Para estudantes de graduação só restava entrar numa fila para conseguir uma perfuradora IBM 029 livre, depois enfrentar outra para uma leitora de cartões para entrada de dados e, se tudo der certo, finalmente esperar a saída da impressão depois de, talvez uns 20 ou 30 minutos... isso tudo se houvesse autorização para o uso desses recursos, claro. Plotter ou saída gráfica, nem pensar...

Revirei essas memórias para situar um projeto cuja análise foi feita, originalmente, com lápis, papel e calculadora.

A forma do circuito, ou topologia, já era bem conhecida, dos manuais da RCA, de circuitos de amplificadores comerciais e muitos projetos publicados em revistas. Foi também uma promessa, não cumprida pelo professor, desenvolver um projeto desses na aula de Eletrônica V.

Realimentação era apresentada na disciplina de **Sistemas de Controle** com foco em sistemas de direção e servomecanismos, sem conexão com a importância da correção possível da resposta transitória de uma amplificador de sinais complexos como vídeo e áudio.

Então, já conhecia os ingredientes, mas ainda não tinha montado a primeira receita, portanto, fazer o projeto foi um aprendizado importante.

Por exemplo, descobri como um circuito que funcionava perfeitamente com um resistor de carga, entrava em oscilação ultrassônica ao ser ligado a caixa acústica que seria sua carga real.

Apreendi com isso, que a rede de Zobel que costumava ser encontrada na saída dos amplificadores de potência comerciais realmente era necessária com a carga real apresentada pelos alto-falantes.

Também ficou clara a necessidade de se conhecer melhor as caixas acústicas e alto-falantes.

Uma grande dificuldade, na época, sem os simuladores em software, era analisar o circuito para altas frequências, já que, para CC, baixas e médias frequências, o modelo simplificado T dos transistores, ou mesmo o híbrido π também simplificado, permitiam fazer o cálculo do ganho na faixa média com relativa facilidade e obter uma resposta em frequência razoavelmente aproximada, mas, para as altas frequências, a complexidade da análise aumentava muito e tornava o acerto na bancada quase inevitável.

Com os acertos na bancada, usando osciloscópio e gerador de sinal, cheguei a um circuito funcional, e passei a testar, com sucesso, a ideia de regular a tensão de alimentação da etapa amplificadora de tensão e usar uma capacitância de filtro na fonte da etapa de potência com valor maior que o usual.

Subjetivamente, todos que ouviam o resultados achavam que o amplificador tinha o dobro de sua potência...

Agora, vamos aproveitar a oportunidade e revisitar esse projeto usando as ferramentas disponíveis atualmente, especialmente o LTSpice, disponível atualmente, de forma gratuita, no site da Analog Devices.

Vamos então ao primeiro projeto da série:

XP150 v2023

Exemplo: Projetar um amplificador de capaz de fornecer 150W a 4Ω, na faixa de áudio, com baixa distorção, usando transistores bipolares.

Dados:

$$P_o = 150W$$

$$R_L = 4\Omega$$

Então

$$U_{orms} = \sqrt{P_o \cdot R_L} = 24,5V_{rms} \quad (1)$$

$$U_{Pico} = \sqrt{2} \cdot U_{rms} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{P_o \cdot R_L} = \sqrt{2 \cdot P_o \cdot R_L} = 34,64V \approx 35V \quad (2)$$

$$U_{PP} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{P_o \cdot R_L} = \sqrt{8 \cdot P_o \cdot R_L} = \sqrt{8 \cdot 150 \cdot 4} = \sqrt{4800} = 69,28V \cong 70V \quad (3)$$

Vamos dar uma margem para: queda de tensão na fonte, queda de tensão nos resistores de emissor e para evitar a região de saturação dos dispositivos de saída:

$$U_{CC} \geq 1,2 \cdot U_{PP} = 84V \quad (4)$$

Isso significa que os transistores de saída tem que suportar de forma segura uma tensão $V_{CE0} \geq 100V$, aproximadamente.

Numa fonte simétrica, teríamos para o valor nominal da tensão retificada sem sinal:

$$\pm \frac{U_{CC}}{2} = \pm V_{CC} = \pm 42V \quad (5)$$

Sob o ponto de vista da tensão V_{ce} máxima, o pior caso seria **sem carga**, com a tensão da rede 10% mais alta e um transformador com tensão em vazio 5% maior que com carga. Teríamos então:

$$V_{CC} = \pm 42 \cdot 1,1 \cdot 1,05 = \pm 48,5V \quad (6)$$

Ainda abaixo, embora bastante próximo do limite de $\pm 50V$, 100V total, para $V_{ceomáx}$ ou $V_{cbmax} = 100V$.

Para a corrente de pico de saída:

$$I_{PK} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_o}{R_L}} = \sqrt{\frac{300}{4}} = \sqrt{75} = 8,66A \quad (7)$$

Essa corrente também tem que ser suportada sem esforço pelos dispositivos de saída. Para isso, a máxima corrente de coletor deve atender a:

$$I_{Cmáx} > I_{PK} \quad (8)$$

Vamos analisar um possível candidato, o TIP35C e seu complemento, o TIP36C, transistores bastante tradicionais:

Características gerais

TIP35A, TIP35B, TIP35C (NPN); TIP36A, TIP36B, TIP36C (PNP)

Complementary Silicon High-Power Transistors

Designed for general-purpose power amplifier and switching applications.

Features

- 25 A Collector Current
- Low Leakage Current –
 $I_{CEO} = 1.0 \text{ mA @ } 30 \text{ and } 60 \text{ V}$
- Excellent DC Gain –
 $h_{FE} = 40 \text{ Typ @ } 15 \text{ A}$
- High Current Gain Bandwidth Product –
 $|h_{fe}| = 3.0 \text{ min @ } I_C$
 $= 1.0 \text{ A, } f = 1.0 \text{ MHz}$
- These are Pb-Free Devices*

Fig. 2

Limites máximos

Rating	Symbol	TIP35A TIP36A	TIP35B TIP36B	TIP35C TIP36C	Unit
Collector – Emitter Voltage	V_{CEO}	60	80	100	Vdc
Collector – Base Voltage	V_{CB}	60	80	100	Vdc
Emitter – Base Voltage	V_{EB}	5.0			Vdc
Collector Current – Continuous – Peak (Note 1)	I_C	25 40			Adc
Base Current – Continuous	I_B	5.0			Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	125			W W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	–65 to +150			°C
Unclamped Inductive Load	E_{SB}	90			mJ

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	1.0	°C/W
Junction-to-Free-Air Thermal Resistance	$R_{\theta JA}$	35.7	°C/W

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

1. Pulse Test: Pulse Width = 10 ms, Duty Cycle ≤ 10%.

Fig. 3

Olhando os limites máximos de tensão e corrente na figura 3, os TIP35C e TIP36C poderiam, em princípio, atender a nossa especificação com um único par de transistores complementares. Mas será uma opção segura?

Para avaliar melhor, vamos buscar o gráfico da Área de Operação Segura (SOA), mostrado como na especificação do fabricante, na figura 4:

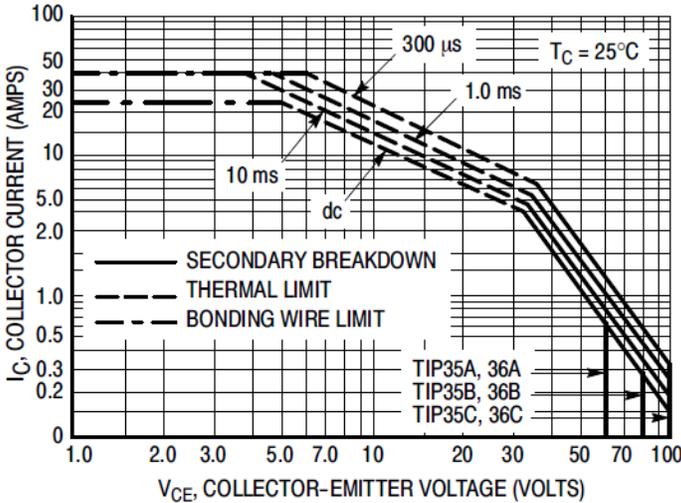


Fig. 4

Esse gráfico nos mostra os limites para os valores do produto $I_c \cdot V_{ce} = P_{dm\acute{a}x}$, limitado, por um lado, pela máxima corrente que vai derreter os fios de ligação da pastilha do transistor aos terminais (Bonding Wire Limit, 25 A) e por outro, pela máxima tensão V_{ce} (100V), isso para uma temperatura da cápsula de 25°C. Para outros valores de temperatura da cápsula, é preciso reduzir a área do gráfico de acordo com a máxima temperatura de junção de 150°C.

A folha de dados do TIP35C também nos mostra um gráfico com a redução da potência máxima para diversas temperaturas do invólucro do transistor (figura 6). A inclinação desse gráfico nos fornece, ou confirma, a **resistência térmica*** entre a junção semicondutora e o invólucro do transistor, publicada na folha de dados, de 1°C/W.

*Ver nos artigos “O Pequeno Notável” na Antena de maio e junho de 2022 a origem e definição da **resistência térmica**, bem como um outro exemplo de seu uso. **É a unidade de medida da elevação de temperatura (°C), por watt dissipado (W). A analogia térmica e elétrica é mostrada abaixo (fig. 5):**

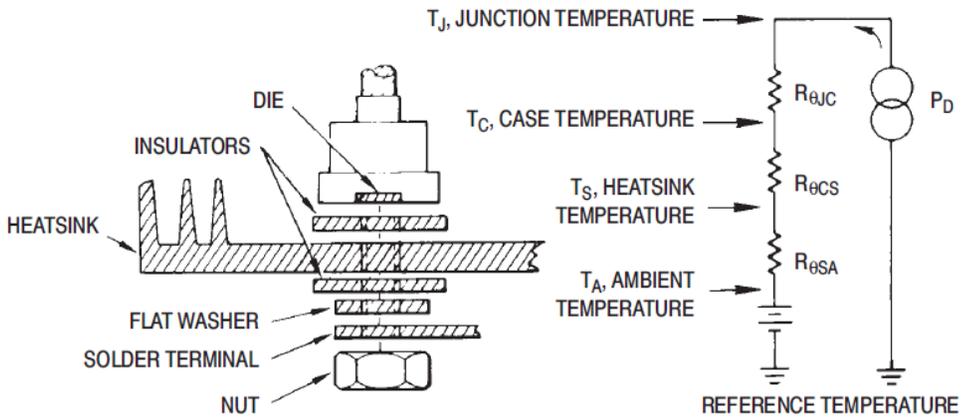


Fig. 5

TIP35A, TIP35B, TIP35C (NPN); TIP36A, TIP36B, TIP36C (PNP)

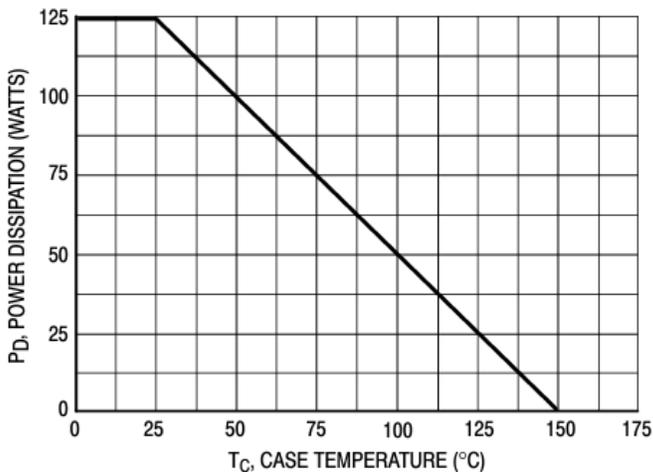


Fig. 6

Com auxílio desse gráfico é possível marcar alguns pontos e fazer uma redução adequada na área da SOAR, estimando a temperatura máxima do encapsulamento.

Para isso é preciso estimar qual a máxima dissipação no estágio de saída.

Na referência [6], encontramos a expressão que mostra como, no pior caso, num amplificador classe AB ou B com carga resistiva e amplificando um sinal senoidal, teremos uma dissipação, na etapa final, equivalente a 40% da potência máxima de saída, ou uns 60W nesse exemplo, o que significa a metade, ou uns 30W, para cada transistor.

Isso vai acontecer para 64% da máxima tensão de saída rms ou -4dB ($0,637 \times U_{om\acute{a}x}$), aplicada sobre a menor impedância de carga suportável pelo amplificador, ou 4 ohms, nesse caso.

Considerando a máxima temperatura da junção BC do transistor como os 150°C indicados na folha de dados, podemos calcular a máxima temperatura tolerável no encapsulamento pela expressão:

$$T_C = 150^\circ\text{C} - P_d \cdot R_{thjc} = 150^\circ\text{C} - 30\text{W} \cdot (1^\circ\text{C}/\text{W}) = 150^\circ\text{C} - 30^\circ\text{C} = 120^\circ\text{C} \quad (9)$$

Onde

T_C = temperatura do encapsulamento (°C)

P_d = potência dissipada no transistor (W)

R_{thjc} = resistência térmica entre junção e encapsulamento

Como entre o encapsulamento e o dissipador deve haver um isolante, vamos considerar para esse uma resistência térmica de $R_{thcd} = 0,5^\circ\text{C}/\text{W}^{**}$, o que leva a uma temperatura máxima tolerável no dissipador (T_d) de:

**Esse valor seria referente a um isolante de silicone.

$$T_d = 120^\circ\text{C} - P_d \cdot R_{thcd} = 120^\circ\text{C} - 30\text{W} \cdot 0,5^\circ\text{C}/\text{W} = 120^\circ\text{C} - 15^\circ\text{C} = 105^\circ\text{C} \quad (10)$$

Uma temperatura que deve ser evitada, mesmo com um dissipador interno à caixa chassis do amplificador, por estar acima do limite suportável continuamente pela fiação de interligação normal, com isolamento de PVC (70°C), o que iria exigir cuidados como uso de espaguete resistente ao calor para proteção e fiação de com isolamento de EPR (95°C) ou silicone. Também iríamos elevar a temperatura interna do amplificador, reduzindo a vida útil dos componentes passivos, principalmente capacitores eletrolíticos.

Devemos adotar então o limite de 70°C para a temperatura do dissipador. Isso nos deixará com bastante folga para a temperatura máxima de junção, que não vai passar de 115°C. A temperatura máxima do encapsulamento será de 85°C.

Podemos redesenhar a SOA para essa temperatura de encapsulamento (figura 7), calculando a máxima potência suportável para cada transistor para essa condição:

$$P_d = \frac{T_{Jm\acute{a}x} - T_C}{R_{Thjc}} = \frac{150^\circ\text{C} - 85^\circ\text{C}}{1^\circ\text{C}/\text{W}} = 65\text{W} \quad (11)$$

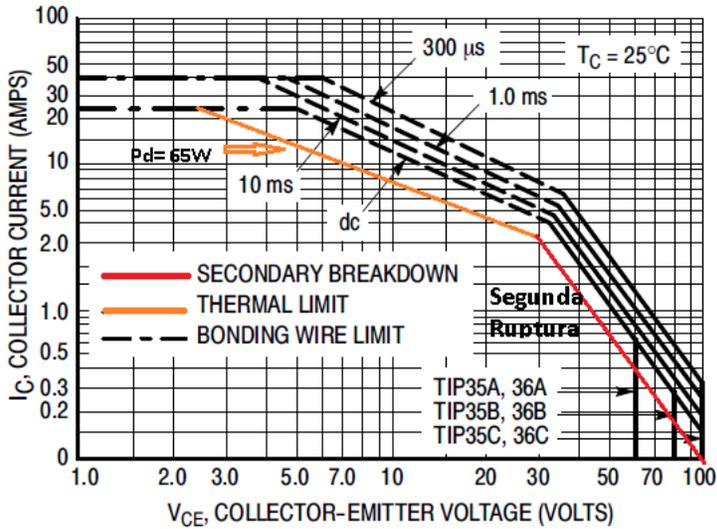


Fig. 7

Assumindo uma temperatura ambiente máxima de 40°C, podemos calcular a **resistência térmica entre o dissipador e o ambiente** (R_{thda}), necessária para manter a temperatura do dissipador em 70°C:

$$R_{thda} = \frac{(70^{\circ}\text{C} - 40^{\circ}\text{C})}{60\text{W}} = \frac{30^{\circ}\text{C}}{60\text{W}} = 0,5^{\circ}\text{C}/\text{W} \quad (12)$$

Um valor bastante baixo, o que indica a necessidade de ventilação forçada para o funcionamento, ou teste, com sinais senoidais. Observem que o dissipador usado por todos os transistores recebe a potência total dissipada no estágio de saída, independentemente da quantidade de transistores usada.

Mas será que a potência média fornecida pelo amplificador ao amplificar música vai ser a mesma?

Eu me lembro da recomendação dada pelo fabricante do amplificador Phase Linear 400 (em 1976) sobre ventilação forçada e troca dos fusíveis da fonte para testar a potência com um sinal senoidal...

Isso vem do **Fator de Crista** dos sinais de áudio, que é a relação entre o valor de pico e o valor rms de um sinal sem nível CC (com valor médio zero).

O fator de crista dos sinais de áudio tem sido estudado a bastante tempo e vai depender do tipo de programa amplificado, ficando entre 2 e 10 vezes, ou seja, 6dB e 20dB [Ref. 17]. Tipicamente, teremos cerca de 12dB de fator de crista (4 vezes) nos sinais amplificados (figura 8 abaixo), valor típico para música pop.

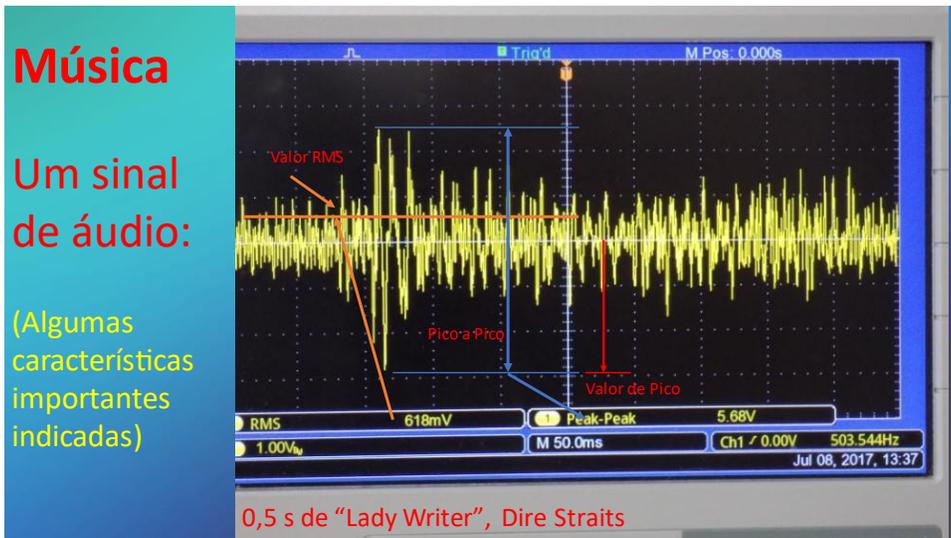


Fig. 8

O impacto disso é que a potência média (obtida a partir do valor rms da tensão de saída), fornecida por um amplificador usado com sinais de áudio, é bem menor que os valores instantâneos máximos ou de pico, do produto tensão x corrente na sua saída, se não houver ceifamento dos picos de sinal.

Para sinais senoidais, a potência média, calculada pelo quadrado do valor rms, é a metade do valor instantâneo máximo de potência, calculado pelo valor de pico da tensão de saída ao quadrado, uma diferença de 3dB, que é o fator de crista do sinal senoidal, que costuma ser o sinal usado para definir a potência que um amplificador é capaz de entregar à sua carga, com uma determinada taxa de distorção.

Para outros sinais, a potência média vai ter que ser reduzida para evitar que se tente ultrapassar os valores máximos de tensão e corrente que o amplificador é capaz de entregar, com o consequente “clipping” ou ceifamento dos picos do sinal.

A redução em dB, da potência média fornecida, deverá ser igual à diferença entre o fator de crista do sinal amplificado e o fator de crista da senoide. Isso vai dar, na maioria dos casos, cerca de 9dB, ou 1/8 da potência nominal.

Como a eficiência do amplificador (η) varia em função da potência de saída, para achar a potência dissipada teremos que usar a eficiência ou rendimento correspondente a 1/8 da potência nominal (ou -9dB), que pode ser obtida no gráfico abaixo (figura 9), obtido de uma expressão que relaciona a classe de amplificação com o rendimento em função da potência de saída [ref.13].

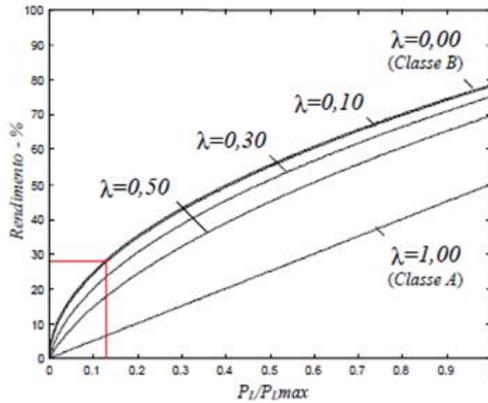


Fig. 9

Do gráfico, para 1/8 da potência nominal:

$\eta = 0,28$ aproximadamente, para classe B ou AB otimizada.

Sabendo-se a eficiência, podemos calcular, também aproximadamente, a potência dissipada:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{CC}} \quad (13)$$

$$P_{out} = \eta \cdot P_{CC} \quad (14)$$

$$\therefore P_{CC} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (15)$$

$$P_{dtot} = P_{CC} - P_{out} \quad (16)$$

$$P_{dtot} = P_{CC} - \eta \cdot P_{CC} = P_{CC} \cdot (1 - \eta) = \frac{P_{out} \cdot (1 - \eta)}{\eta} \quad (17)$$

Onde

P_{out} = potência entregue à carga

P_{CC} = Potência drenada da fonte de alimentação

P_{dtot} = Potência total dissipada no estágio de saída

$$\eta = \text{eficiência por unidade} = \frac{\text{eficiência \%}}{100}$$

$P_d = \text{Potência dissipada por transistor de saída}$

Para 1/8 da potência nominal (-9dB) ou 18,75W, teríamos:

$$P_{dtot} = \frac{P_{out} \cdot (1-\eta)}{\eta} = \frac{18,75 \cdot (1-0,28)}{0,28} = \frac{18,75 \cdot 0,72}{0,28} = \frac{13,5}{0,28} = 48,21W \quad (18)$$

Ou 24W por transistor da saída.

Mesmo assim, o dissipador teria que ter menos que 1°C/W de resistência térmica para manter-se a uma temperatura de 70°C, embora a temperatura da junção dos transistores não vá passar de 106°C, valor aparentemente bastante seguro.

$$R_{thda} = \frac{(70^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C})}{48,21W} = \frac{30^\circ\text{C}}{48,21W} \cong 0,62^\circ\text{C/W} \quad (19)$$

A grande questão é que: **uma carga resistiva não é a situação de maior estresse térmico para o estágio de saída, mas sim as cargas reativas, como alto-falantes e caixas acústicas [ref. 6][ref. 13][ref.23].**

Vale a pena notar também que a dissipação cai para a máxima amplitude de saída ou potência nominal, onde a eficiência chega a 78% ou 75%, o que resulta numa dissipação de:

$$P_{dtot} = \frac{P_{out} \cdot (1-\eta)}{\eta} = \frac{150 \cdot (1-0,78)}{0,78} = \frac{150 \cdot 0,22}{0,78} = \frac{33}{0,78} \approx 42W \quad (20)$$

Cargas Reativas

Na ref. [23] podemos encontrar a expressão para a dissipação dos transistores de saída, em função do ângulo de fase da impedância de carga.

$$P_{Dmáx} = \frac{4 \cdot P_{outmáx}}{\pi^2 \cdot \cos \varphi} \cong \frac{0,4 \cdot P_{outmáx}}{\cos \varphi} \quad (21)$$

Para a maioria dos casos, ainda segundo a ref. [23], o ângulo de fase não passa de $\pm 60^\circ$, o que resulta em:

$$P_{dtotalmáx} = \frac{0,4 \cdot P_{outmáx}}{\cos \varphi} = \frac{0,4 \cdot P_{outmáx}}{0,5} \approx 0,8 \cdot P_{outmáx} = 0,8 \cdot 150W = 120W \quad (22)$$

O **dobro** do calculado para carga resistiva. Ou **60W por transistor**.

Mesmo com o valor médio 9dB abaixo, como na reprodução de sinais musicais, vamos ter, repetindo as contas (eq. 17 e 18), **48W por transistor e 96W passando pelo dissipador. Isso vai tornar obrigatório ventilação forçada e uma grande área, para chegar a 0,3°C/W de resistência térmica e manter o dissipador em 70°C para 40°C de temperatura ambiente.**

$$R_{thda} = \frac{(70^{\circ}\text{C}-40^{\circ}\text{C})}{96\text{W}} = \frac{30^{\circ}\text{C}}{96\text{W}} \cong 0,3^{\circ}\text{C/W} \quad (23)$$

Agora, recalculando a temperatura de junção de cada um dos transistores, vamos chegar a:

$$T_j = 70 + P_d \cdot (R_{Thjc} + R_{Thcd}) = 70 + 24 \cdot (1 + 0,5) = 70 + 36 = 106^{\circ}\text{C} \quad (24)$$

Um valor confortável, mas a temperatura da junção não é o único critério para decidir quantos e quais transistores usar.

Por exemplo, observando o gráfico da figura 10, podemos observar a queda do ganho de corrente do TIP35 com o aumento da corrente de coletor (beta drop), isso para uma Vce de 4V, que é representativa do funcionamento normal num estágio de saída, próximo do valor de pico da corrente de coletor.

Variação do ganho de corrente durante a excursão da corrente de coletor vai significar distorção da forma de onda da corrente e tensão de saída. Portanto, reduzir a excursão de corrente **por transistor**, dividindo-a entre alguns transistores em paralelo, é uma forma de reduzir:

- a) a distorção harmônica;
- b) a impedância de saída do amplificador;
- c) a dissipação por transistor.

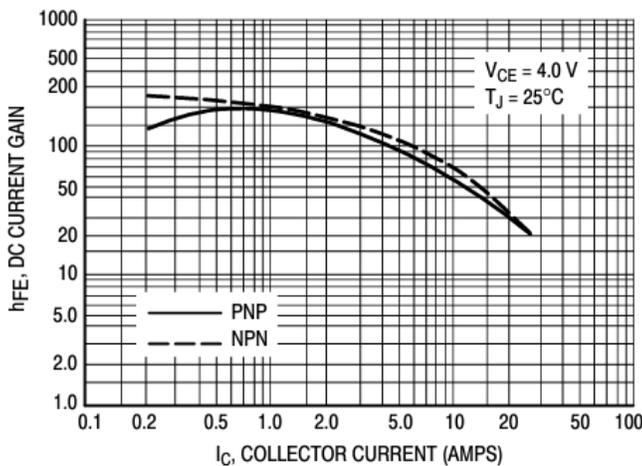


Fig. 10

Observando o gráfico da figura 10, usar dois pares de transistores torna a variação de ganho mais tolerável. Portanto, vamos adotar essa quantidade.

Para comparar alternativas, vamos considerar também o custo:

Pesquisando em fontes confiáveis

TIP35CP x 2 = US\$3,04 x 2= US\$6,08 (STMicroelectronics)

TIP36CW x 2 = US\$2,83 x 2= US\$5,66 (STMicroelectronics)

Total: US\$11,74

Pesquisando um pouco, poderíamos tentar alguns transistores mais modernos e bastante usados:

MJL21193G = US\$5,44

MJL21194G = US\$5,49

Total: US\$10,93

Se for possível usar 1 par, poderia ser uma solução melhor, com várias vantagens...

Vamos olhar as especificações:

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector–Emitter Voltage	V_{CEO}	250	Vdc
Collector–Base Voltage	V_{CBO}	400	Vdc
Emitter–Base Voltage	V_{EBO}	5	Vdc
Collector–Emitter Voltage – 1.5 V	V_{CEX}	400	Vdc
Collector Current – Continuous	I_C	16	Adc
Collector Current – Peak (Note 1)	I_{CM}	30	Adc
Base Current – Continuous	I_B	5	Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	200 1.43	W W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	–65 to +150	$^\circ\text{C}$

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

1. Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 2\%$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction–to–Case	$R_{\theta JC}$	0.7	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Fig. 11

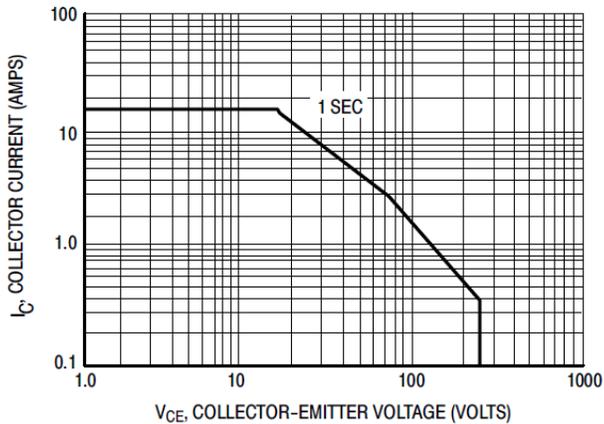


Fig. 12

Vamos calcular a temperatura da junção considerando carga **reativa, em regime musical**, como já fizemos antes, mas com os dados do novo transistor:

$$T_j = 70 + P_d \cdot (R_{Thjc} + R_{Thcd}) = 70 + 48 \cdot (0,7 + 0,5) = 70 + 57,6 \cong 128^\circ\text{C} \quad (25)$$

Um pouco alta, mas dentro dos limites. Sempre lembrando que certamente vai ser necessário ventilação forçada para usar um dissipador de tamanho razoável e ter uma resistência térmica de $0,3^\circ\text{C/W}$...

Nos testes com carga resistiva, visando descobrir a potência máxima com onda senoidal antes do ceifamento, a temperatura de junção chegaria a:

$$T_j = 40 + P_{dot} \cdot \left(\frac{R_{Thjc}}{2} + \frac{R_{Thcd}}{2} + R_{Thda} \right) = 40 + 42 \cdot (0,35 + 0,25 + 0,30) = 40 + 14,7 + 10,5 + 12,6 = 77,8^\circ\text{C} \approx 78^\circ\text{C} \quad (26)$$

Onde os termos da resistência térmica da junção para a cápsula aparecem divididos por dois, porque cada um dos transistores do par dissipa metade da potência total transformada em calor no estágio de saída.

E a temperatura do dissipador com uma resistência térmica de $0,3^\circ\text{C/W}$ não passaria de $52,6^\circ\text{C}$ ($40^\circ\text{C} + 12,6^\circ\text{C}$).

Repetindo as contas para a máxima dissipação com carga resistiva (60W) teríamos para a temperatura de junção:

$$T_j = 40 + P_{dtot} \cdot \left(\frac{R_{Thjc}}{2} + \frac{R_{Thcd}}{2} + R_{Thda} \right) = 40 + 60 \cdot (0,35 + 0,25 + 0,30)$$

$$= 40 + 21 + 15 + 18 = 94^\circ\text{C}$$

(27)

E o dissipador alcançaria os 58°C (40°C+18°C). Bastante confortável.

Agora com carga reativa, mas em regime musical:

$$T_j = 40 + P_{dtot} \cdot \left(\frac{R_{Thjc}}{2} + \frac{R_{Thcd}}{2} + R_{Thda} \right) = 40 + 96 \cdot (0,35 + 0,25 + 0,30) = 40 + 33,6 + 24 + 28,8 = 86,4^\circ\text{C}$$

(28)

Já o dissipador, não passaria de 68,8°C ≈ 69°C.

Isso indica que monitorar essa temperatura vai ser importante para a proteção do amplificador.

Portanto, termicamente, podemos usar um par de MJL21193/21194 da ONSEMI, desde que o dissipador necessário seja viável.

Vamos tentar descobrir qual o dissipador poderia atender de forma segura a especificação de 0,3°C/W com ventilação forçada.

Pesquisando em catálogos, achei este (figura 13):

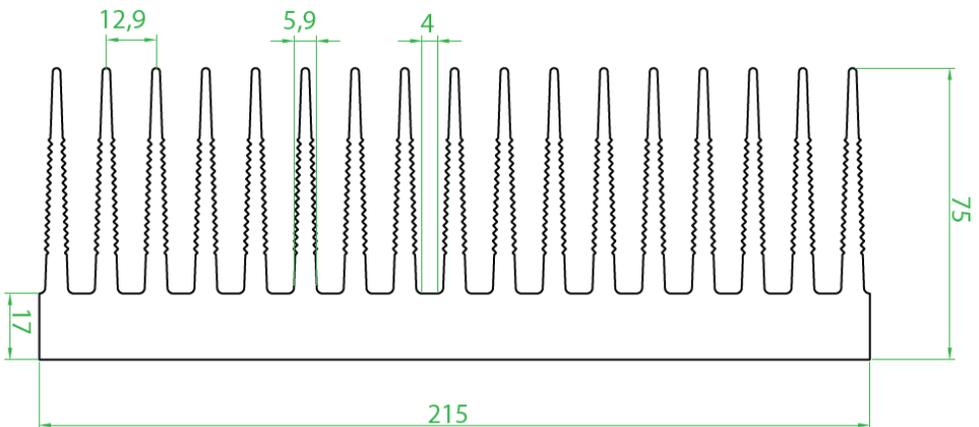


Fig. 13

Código: HS 21575

Perímetro: 2965 mm

Resistência Térmica: 0,52 °C / W / 4"

Peso Linear: 21 kg/m

Capacidade Térmica: 921 J/kg K

Fig. 14

No mesmo catálogo, encontramos informações importantes, como a variação da resistência térmica com a diferença de temperatura:

Diferença de temperatura (°C)	Fator de Correção
75	1,000
70	1,017
60	1,057
50	1,106
40	1,170
30	1,257

Tabela 1

Considerando a diferença de 30°C entre o dissipador e o ambiente, a resistência térmica efetiva de um dissipador com 10cm de altura vai para $0,52 \times 1,257 = 0,654$ °C/W.

E o gráfico abaixo mostra a variação **relativa** da resistência térmica com a velocidade do ar que a ventilação forçada deve fornecer:

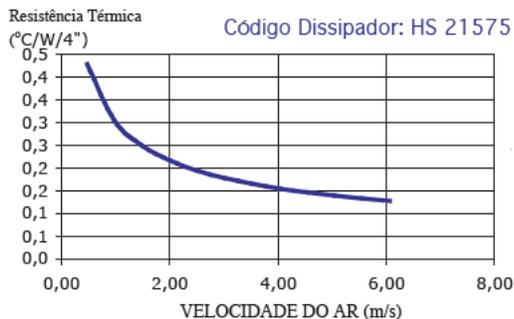


Fig. 15

Olhando o gráfico da figura 15, a velocidade de 2m/s vai trazer a resistência térmica para:

$$R_{Thda} = \frac{0,24}{0,52} \cdot 0,654 = 0,302 \cong 0,30 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W} \quad (29)$$

Justamente o valor que precisamos. E o ventilador deverá ser escolhido para conseguir essa velocidade no fluxo de ar.

Mas vamos verificar também o comportamento do ganho em função da corrente de coletor:

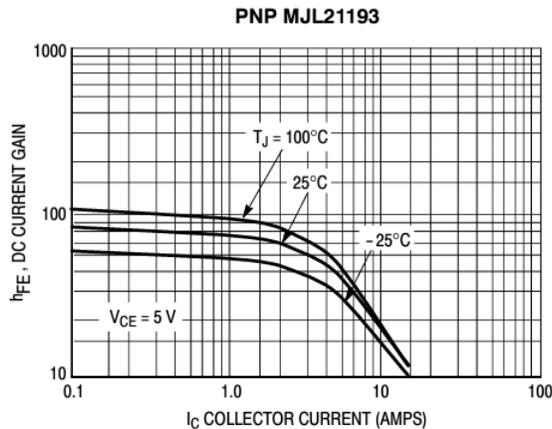


Fig. 16

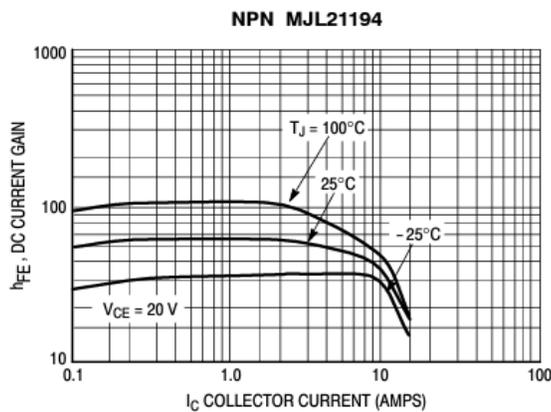


Fig. 17

A primeira observação é que o ganho é bastante constante para $I_C < 1\text{ A}$, $V_{ce}=5\text{V}$, com apenas 20% de variação entre $T_J = 100^\circ\text{C}$ e $T_J=25^\circ\text{C}$, mesmo para pequenas correntes de coletor, o que vai ser favorável para reduzir a distorção na região de transição da condução de corrente do transistor NPN para o PNP.

PNP MJL21193

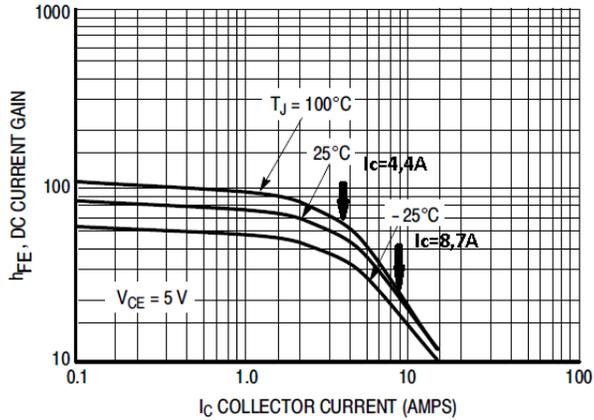


Fig. 18

A corrente máxima prevista de 8,66 A já está na região onde há uma redução de ganho considerável.

Nesse caso, usar dois pares pode ajudar a linearizar o estágio de saída, já que a corrente de 4,33 A vai ficar na região onde a queda de ganho não passa de 30%.

Mas isso vai aumentar o custo da etapa de saída...

Outra forma de linearizar o último estágio, com menor custo, é usar a configuração de par complementar realimentado, **Complementary Feedback Pair** ou CFP, o chamado par Sziklai, mostrado na figura 19:

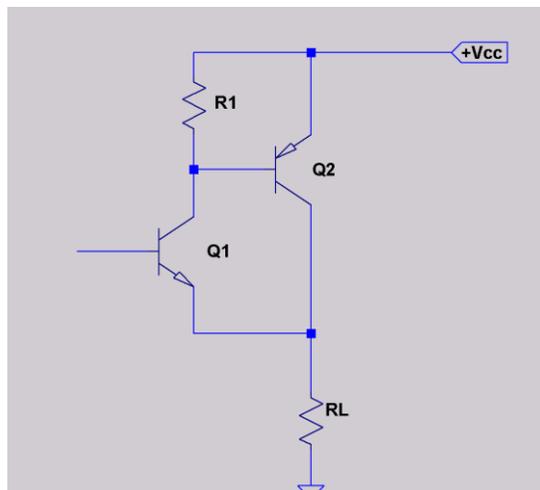


Fig. 19

Nessa configuração, o transistor de saída e seu driver funcionam como estágios em emissor comum complementares e não como coletor comum, ou seguidor de emissor. Como são dois estágios em cascata, o estágio de saída como um todo não será inversor de polaridade.

Mais ainda, como a corrente de coletor do primeiro transistor do estágio vai depender da diferença de tensão entre sua base e emissor, estando a tensão de saída do amplificador no emissor e a tensão de entrada do estágio final na base, temos um caso claro de realimentação total de tensão, que torna o ganho de tensão unitário, reduzindo a distorção e a impedância de saída do estágio.

Os MJL já são bastante lineares e, usados como seguidores de emissor, mesmo antes de se usar realimentação global, fornecem baixos valores de DHT ($R_L=8\Omega$):

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Total Harmonic Distortion at the Output $V_{RMS} = 28.3\text{ V}$, $f = 1\text{ kHz}$, $P_{LOAD} = 100\text{ W}_{RMS}$ (Matched pair $h_{FE} = 50 @ 5\text{ A}/5\text{ V}$)	h_{FE} unmatched	T_{HD}				%
	h_{FE} matched	-	0.8	-		
		-	0.08	-		

Fig. 20

Uma estimativa do ganho de tensão em malha aberta do par Sziklai pode ser obtida observando que o primeiro transistor vai ser usado como amplificador de transcondutância, tendo como saída sua corrente de coletor e como entrada a diferença entre a tensão de saída e a de entrada, vinda do estágio anterior.

O segundo transistor pode ser considerado como amplificador de corrente desenvolvendo a tensão de saída sobre a resistência de carga, R_L .

Uma dificuldade para analisar estágios classe AB ou B de grandes sinais como esse é que as grandes variações de corrente e tensão tornam pouco acuradas as relações válidas para pequenos sinais e estágios classe A.

Por isso vou usar a relação entre o ganho em malha aberta e fechada, medir o ganho em malha fechada numa simulação SPICE e calcular o ganho em malha aberta, sabendo que a realimentação é total, e então $\beta=1$.

Como o ganho final será unitário, podemos estimar a redução de distorção do estágio de saída usando o valor do ganho do par em malha aberta (ver artigo anterior).

Vamos à simulação, usando o LTSpice. Nessa simulação foram usados, também, o MJL21193 e o MJL21194.

Aqui, a fonte de sinal V1, que representa o estágio anterior (VAS), já incorpora uma tensão de polarização (bias), complementada por D1 e o resistor R7, para definir a corrente de repouso de Q2 e Q4, até que desapareça visualmente no gráfico da tensão de saída, a distorção de crossover, que se mostra como um degrau na tensão de saída.

Os resistores R5 e R6, foram ajustados em valor, de forma a haver corrente suficiente nas bases de Q1 e Q3, para conseguir a máxima excursão de saída. Já o resistor R7 foi ajustado para conseguir um valor o mais simétrico possível para a corrente de repouso de Q2 e Q4. Essa é uma configuração para efeito de simulação apenas.

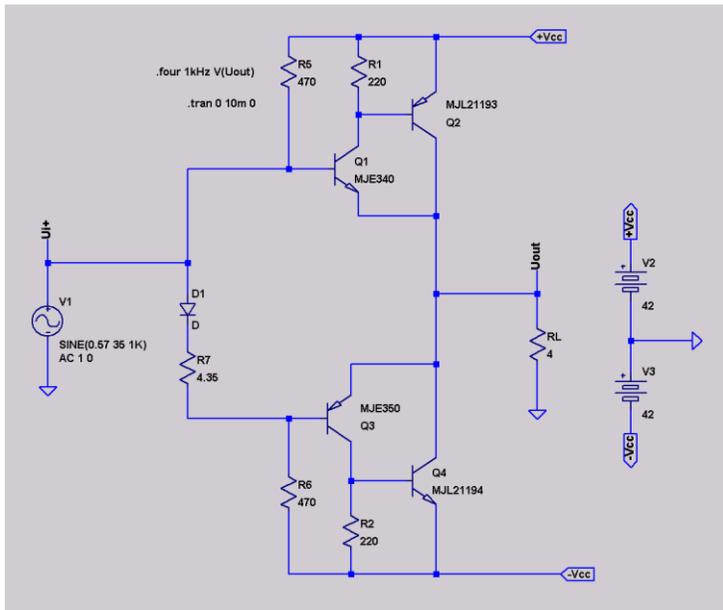


Fig. 21

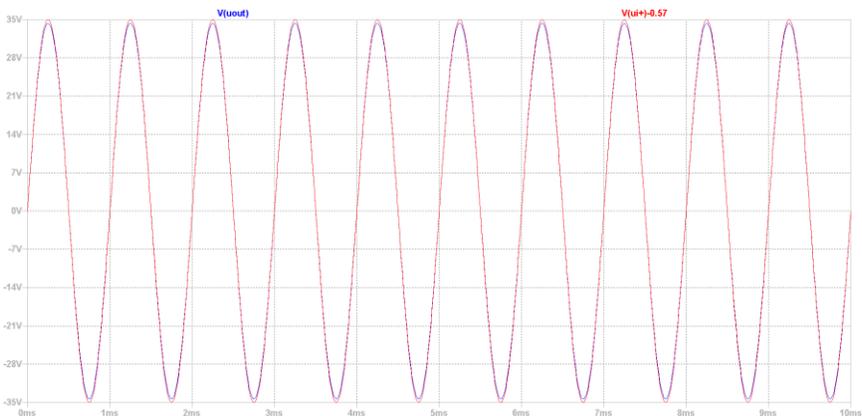


Fig. 22

Resultado da Análise de Fourier

Harmônico	Frequência	Coef. Fourier	Normalizado
1	1.000e+03	3.443e+01	1.000e+00
2	2.000e+03	1.570e-02	4.559e-04
3	3.000e+03	6.119e-02	1.777e-03
4	4.000e+03	4.261e-02	1.238e-03
5	5.000e+03	3.627e-02	1.053e-03
6	6.000e+03	3.499e-03	1.016e-04
7	7.000e+03	9.794e-04	2.844e-05
8	8.000e+03	2.932e-03	8.514e-05
9	9.000e+03	5.188e-03	1.507e-04

Total Harmonic Distortion (THD ou DHT): 0.246%

Espectro da DHT:

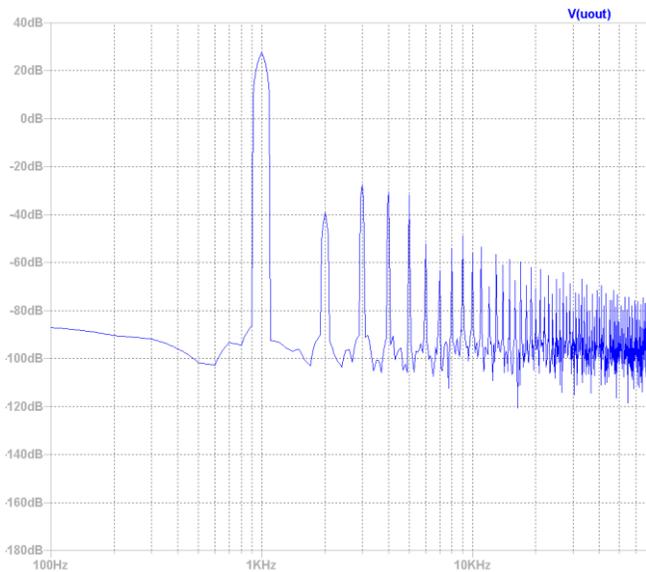


Fig. 23

Vejam que o 3º harmônico predomina

Ganho medido:

$$U_{out_pico} = 34,31V$$

$$U_{in_pico} = 35V$$

$$A_{vcl} = \frac{34,31}{35} = 0,98$$

$$\beta = 1$$

$$A_{vcl} = \frac{A_{vol}}{(1 - \beta \cdot A_{vol})} = \frac{A_{vol}}{(1 - A_{vol})} = 0,98$$

$$A_{vcl} - A_{vcl} \cdot A_{vol} = A_{vol}$$

$$A_{vcl} = A_{vol} - A_{vcl} \cdot A_{vol} = A_{vol} \cdot (1 - A_{vcl})$$

$$A_{vol} = \frac{A_{vcl}}{(1 - A_{vcl})} = \frac{0,98}{(1 - 0,98)} = \frac{0,98}{0,02} = 49$$

O que significa que a DHT poderia chegar a 12% se tentarmos usar o ganho da configuração, sem realimentação...

A impedância de saída de Q2 e Q4 também seria, com realimentação, dividida pelo mesmo fator (49).

Vamos verificar agora o desempenho do estágio de saída na configuração seguidor de emissor Darlington.

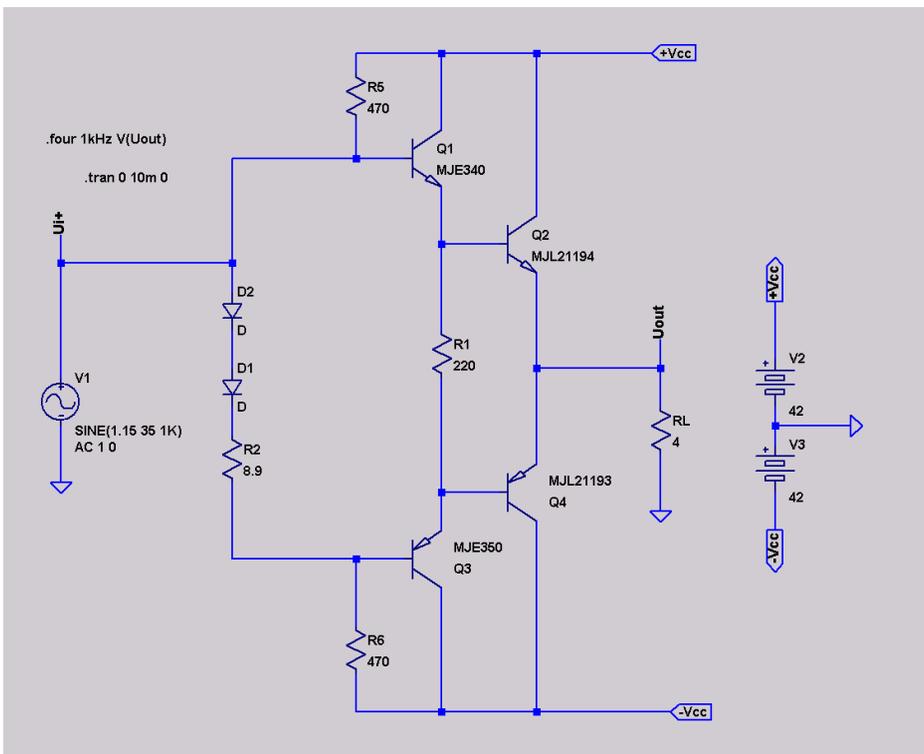


Fig. 24

Como devem ter notado, nesse exemplo, como é apenas uma simulação, não estou colocando resistores nos emissores, só para mostrar o efeito da realimentação introduzida por eles. No circuito real, a possibilidade de uma avalanche térmica na saída é um bom motivo para não fazer isso.

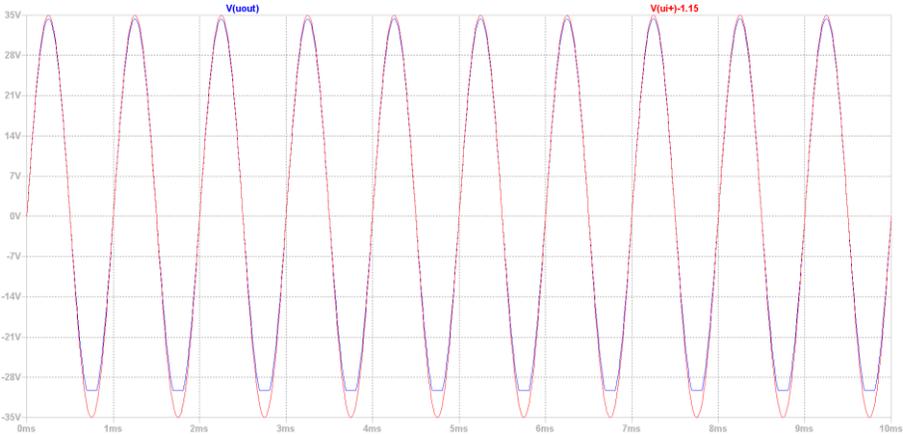


Fig. 25

Observem a assimetria de condução, que resulta numa DHT de quase 3% a 1kHz, para a mesma excursão de sinal na entrada. A polarização foi ajustada para não aparecer distorção de crossover. Apesar da predominância de segundo harmônico, a DHT aumenta muito e surge a possibilidade de uma corrida térmica ao se aquecerem os transistores de saída.

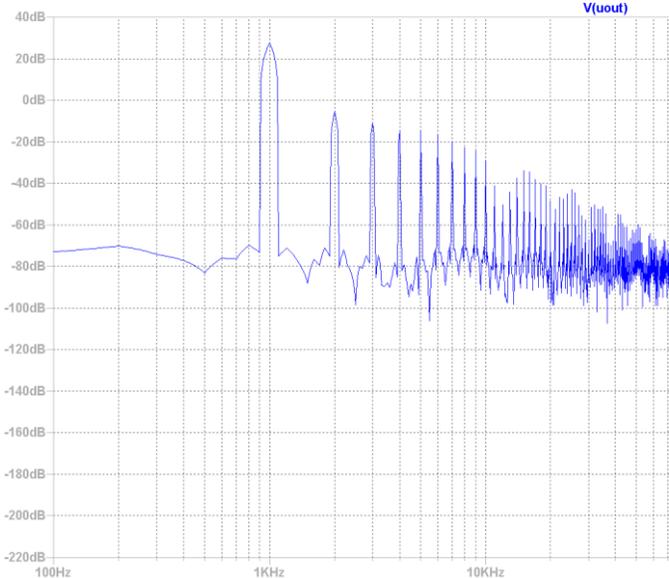


Fig. 26

Agora, colocando resistores de emissor e alterando os resistores R5 e R6:

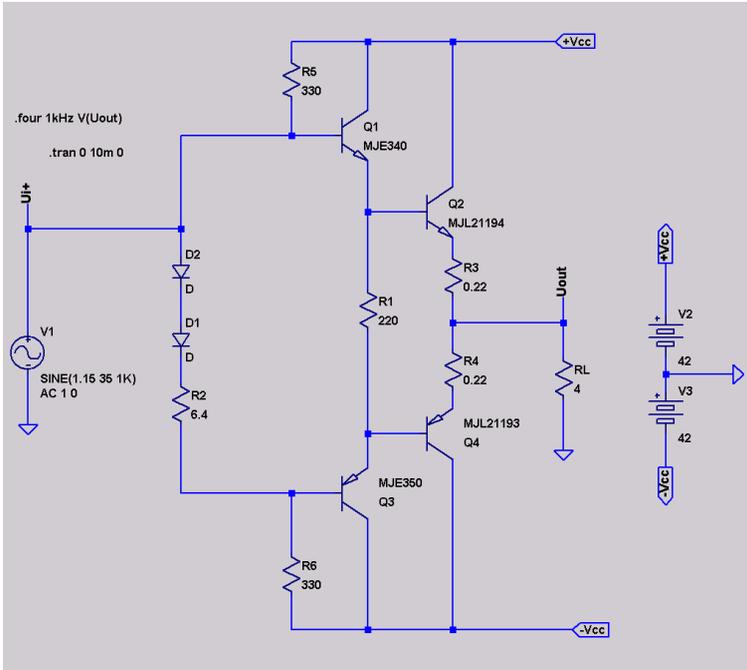


Fig. 27

Resultado:

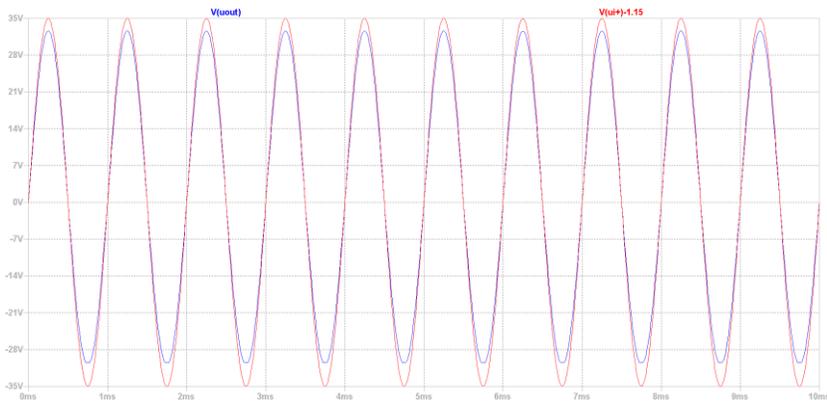


Fig. 28

Eliminada parte da alta distorção assimétrica, a DHT agora vai ser de 1,4%. Quase 6 vezes a do estágio **CFP** anterior, mas com um valor relativamente razoável, lembrando que esse valor foi obtido antes da aplicação da realimentação negativa global. Bem, podemos achar transistores mais lineares com uma carga de 4 ohms e vamos continuar essa pesquisa no próximo artigo.

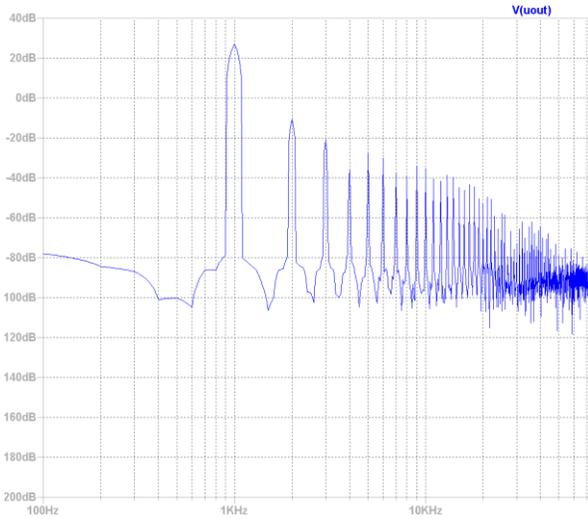


Fig. 29

Observem que a predominância de segundo harmônico continua, mas com uma boa redução da amplitude dos harmônicos de ordem superior.

Para finalizar, vamos experimentar uma simulação de estágio CFP com os TIP35/36. Foram introduzidos resistores de emissor nos TIPs para equalizar as correntes de emissor.

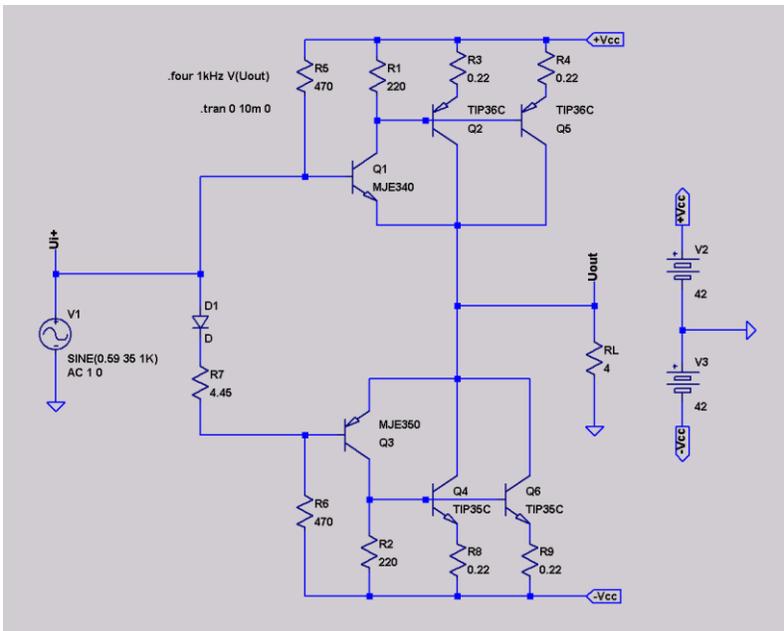


Fig. 30

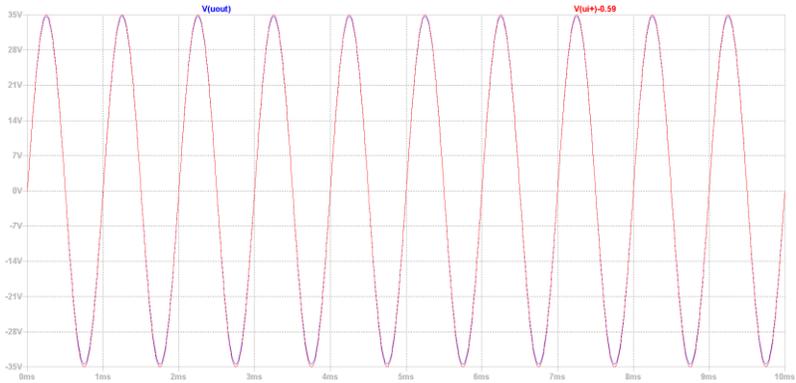


Fig. 31

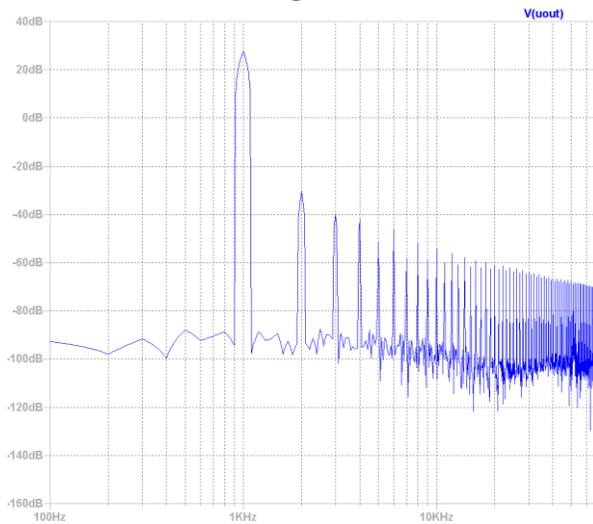


Fig. 32

Resultado da Análise de Fourier

Harmônico	Frequência	Coef. Fourier	Normalizado
1	1.000e+03	3.460e+01	1.000e+00
2	2.000e+03	4.108e-02	1.187e-03
3	3.000e+03	1.446e-02	4.181e-04
4	4.000e+03	1.108e-02	3.202e-04
5	5.000e+03	3.833e-03	1.108e-04
6	6.000e+03	6.775e-03	1.958e-04
7	7.000e+03	1.716e-03	4.961e-05
8	8.000e+03	3.531e-03	1.021e-04
9	9.000e+03	1.550e-03	4.479e-05

Total Harmonic Distortion (THD ou DHT): 0.133%

Resultado bastante interessante, tanto por ser um valor baixo, quanto por manter o segundo harmônico predominante...

Na próxima edição, vamos tomar as decisões finais para o estágio de saída e começar a pensar nos estágios amplificadores de tensão.

Projetar definitivamente é fazer escolhas e aceitar compromissos...

Até o próximo artigo!

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 Techniques)**; 1st ed. Burr-Brown Research Corporation; 1973.
12. Metzler, Bob; **AUDIO MEASUREMENT HANDBOOK**; 1st ed. 1993, Audio Precision, Inc.
13. Bortoni , Rosalfonso; Noceti Filho, Sidnej; 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>

16. Black, Harry S.; **Stabilized Feed-Back Amplifiers**; Electrical Engineering, vol. 53, no. 1, pp. 114–120, Jan. 1934, reprinted in PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 87, NO. 2, FEBRUARY 1999 (disponível na internet).
17. Bortoni, Rosalfonso; **Amplificadores de Áudio, Fundamentos, Características e Aplicações**; 1ª edição, H. Sheldon Serviços de Marketing, Rio de Janeiro, 2002.
18. R. Bortoni, S. Noceti Filho, and R. Seara, "**Comparative Analysis of Moving-Coil Loudspeakers Driven by Voltage and Current Sources**," AES Paper 5910, (AES 2003 October Convention).
19. Meriläinen, Esa T.; **Current Driving of Loudspeakers**, 2009.
20. Nyquist, Harry; "**Regeneration Theory**", Bell System Technical Journal, Vol. 11, 1932, pp.126-147. (disponível na internet).
21. R. P. Sallen, E. L. Key, "**A Practical Method of Designing RC Active Filters**", IRE Trans. Circuit Theory, CT-2, May 1955, pp. 74-85.
22. Graeme, Jerald G.; **Operational Amplifiers, Design and Applications**; 1st ed. Burr-Brown Research Corporation; 1973.
23. Bohn, Dennis, editor; **AUDIO/RADIO HANDBOOK**; 1st ed; National Semiconductor Corporation; 1980 (disponível na Internet).
24. Roehr, Bill; **AN1040, Mounting Considerations for Power Semiconductors**, Motorola Semiconductor Inc., 1993, depois Freescale Semiconductor Inc. (2005); obtida de NXP Semiconductors, 2023.



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.

Trilhas Perigosas

- Já percebeu que o nosso amigo Toninho está cada vez mais ligado ao Notebook?
- Notei sim, Zé Maria. Parece que tem até preguiça de pensar...
- Falando nisso... Lá vem ele descendo a rua!
- E traz algo grande, dentro daquela bolsa descomunal do mercado. Seria um Notebook?
- Aposto que é algum equipamento de som que ele deve ter encontrado no lixo!
- Pode ser...Depois que a coleta de lixo passou a ser feita pela manhã, o Toninho começou, segundo ele, a “reciclar o obsoleto”.
- Vamos ser mais realistas: Trazer um monte de lixo para a oficina para ver se tem a sorte de encontrar algo valioso, algo “vintage”, como ele diz, é caso para psiquiatra.

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

- Aí a coisa tem alguma lógica. Ainda outro dia mesmo, ele achou um toca discos GA 312 com a correia rompida e faltando a cápsula. Mesmo assim vendeu depois de limpo e revisto por quatrocentos Reais.
 - Booooo Dia, gente! Aposto como estão curiosos para saber o que tenho aqui!
 - Um Broksonic em preto e branco!
 - Uma caixa amplificadora dos anos 80!
 - Nada disso. É o equipamento de som do Doutor Barros. Encontrei com ele quando vinha para cá.
 - Mas não o consertamos novamente na semana passada?
 - Isso aí, Carlito. Retornando pela segunda vez e agora com a recomendação de que “Se não tiver jeito, jogue fora”.
 - Por uma questão de princípios, temos que consertar esse equipamento de som.
 - Estamos no horário! Toninho: Tome logo seu café com as cavacas de milho e vamos para a oficina. Ah! E hoje é o seu dia de pagar a conta...
- Já na oficina, o som da LG foi aberto na bancada do Zé Maria.
- Veja aí o que já foi feito nesses equipamento. Consulte aí nosso arquivo.
 - Está na mão..... Letra B.... Barros Dr. - Som LG modelo CM 4350



FIG 1 – LG mod. CM 4350

- Vejamos ... no mês passado estava com as funções travadas. Eu mesmo substitui todas as chaves “Tact”. Como o Dr. Barros reside no litoral, é comum essas chaves apresentarem alguma resistência de fuga. Ficou em teste por umas seis horas e foi entregue.
- Para retornar na semana seguinte, com o mesmo defeito!
- Tornei a substituir duas chaves, lavei a placa com água destilada, sequei bem e voltou a funcionar.
- E agora estamos às voltas com ele novamente.
- E desta vez, nada de trocar chaves. As que estão aí são novas.
- Ainda bem que temos o Manual de Serviço. O problema está aqui neste pedaço. As chaves estão aqui embaixo. Vejam...

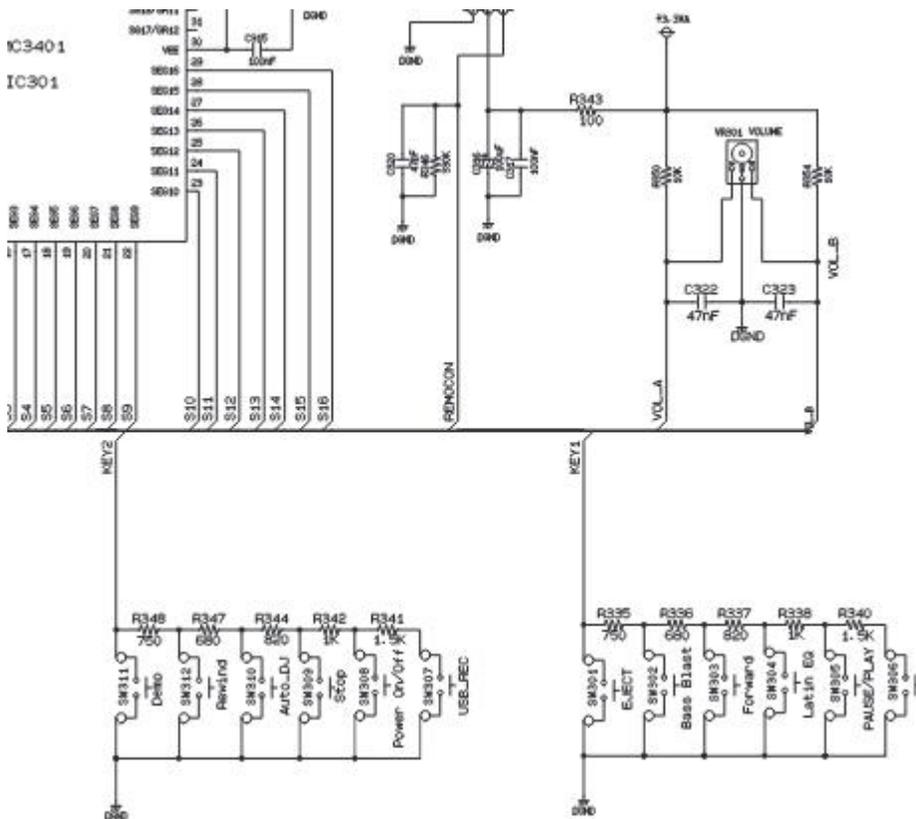


FIG 2 – Diagrama esquemático CM 4350

- São dois grupos de chaves. Um de cada lado. Solte a placa e vamos ver se em cada uma delas temos 3,3V, ou algo muito próximo.
- Deixe comigo. Enquanto isto, traga o multímetro para esse lado.
- Repare que temos dois grupos de chaves tácteis. Cada uma delas recebe uma alimentação de 3,3V, tendo o outro polo aterrado. Então vamos lá: pino preto à terra e medida em todas as chaves.
- Estranho... Todas as chaves do meu lado esquerdo estão com 3V e zero. Já essas a minha direita estão com 1,2V onde deveria ter três.
- Alguma dessas chaves está com fuga, É só retirar uma de cada vez e observar se aparecem os 3V. Simples...

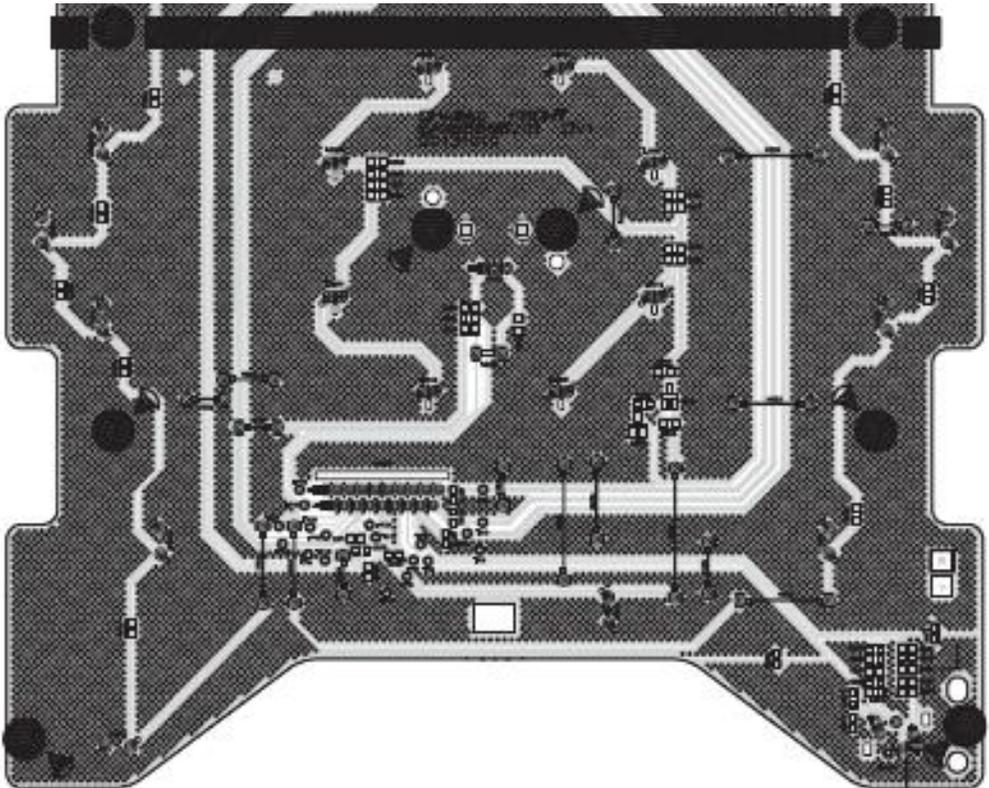


FIG 3 – Layout da PCI CM 4350

E mais uma vez Toninho deu com os burros n'água. As chaves estavam perfeitas, embora a possível fuga para terra permanecesse.

- Repare bem na PCI, Zé Maria: daqui do conector do Flat Cable até a primeira chave temos, se estou vendo bem, três “jumpers”. Vamos retirar cada um por vez e tentar descobrir em que trecho a fuga ocorre. Daí então acharemos o componente avariado.

- Pode deixar comigo ! Minha especialidade.....

Não decorreram nem três minutos para Toninho chegar a brilhante conclusão de que...

- Vocês não vão acreditar! O problema está nesse trecho da trilha e cobre. Mede uns 200 ohms para a terra, Quase em curto! Agora o problema do que fazer é com vocês. Por mim, comprava uma placa nova e resolvia tudo.

- Esqueceu de que o conserto é em garantia?

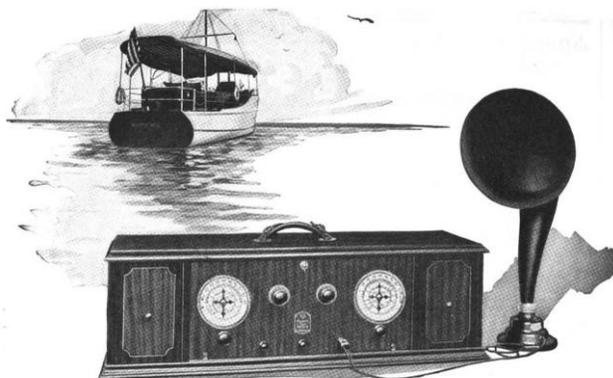
- A única solução vai ser isolar este trecho da pista e “jumpear” os dois extremos. Já sei que Carlito vai dizer que é “gambiarra”, mas não tem outro jeito.

Dali a pouco, o LG estava funcionando normalmente, para alegria geral, exceto para....

- Não gostei! Tirou a originalidade. Deveria ter trocado toda a placa! Tem aqui no ML por 270 Reais, e...

- Pare por aí, Toninho ! E a sua brilhante teoria de “reciclar o obsoleto”?

Radiola AR 812: O Primeiro Super-Heteródino Comercialmente Viável



Take It Aboard

Marcelo Cipulo Almeida*

Se o Grebe MU-1 pode ser considerado o Rolls Royce dos rádios americanos dos anos 1920, certamente o RCA Radiola AR 812 é o Cadillac.

Lançado em março de 1924, resultou de uma simplificação feita por Edwin Armstrong, sobre sua própria invenção¹. Os rádios super-heteródinos já existiam antes disso, sua origem remonta à primeira guerra mundial, mas eram comercialmente inviáveis, muito em razão do número elevado de válvulas, o que encarecia o projeto.

Mas, afinal, o que é um super-heteródino?

Em poucas palavras, trata-se de um circuito que mistura frequências, (ou seja, é heteródino) para converter um sinal recebido numa frequência fixa intermédia (IF), que pode ser mais convenientemente processada do que a frequência original. O receptor super-heteródino foi criado com o objetivo de reduzir os problemas do receptor de radiofrequência Sintonizada de então.

Heteródino ou Super-Heteródino?

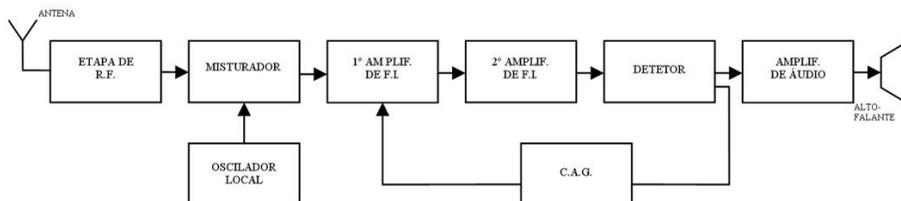
Uma vez fui interpelado por um técnico que me disse: "não existe super-heteródino", é sempre heteródino. Ele não me revelou onde viu isso e não conseguiu sustentar sua versão, que, afinal, estava errada.

*** Advogado, restaurador e colecionador de receptores históricos**

¹ A heterodinagem foi descoberta, na verdade, por Reginald Fessenden em 1905, para tornar mais audível os sinais do rádio telegrafo.

Na verdade falamos sim super-heteródino, porque se trata de uma forma de recepção de rádio em que parte da amplificação, antes da demodulação, é realizada em uma frequência supersônica intermediária. Então, o "super" do super-heteródino, corresponde a "supersônico", conforme a própria definição do dicionário Collins.

Para simplificar, esse é o diagrama de funcionamento de um rádio super-heteródino:



Mas voltando à história do aparelho, Armstrong tentou, por várias vezes reduzir o custo de produção do super-heteródino, contudo, sem sucesso. Somente em 1924, em parceria com o engenheiro Harry Houck, ele conseguiu torná-lo comercialmente viável, utilizando o princípio do circuito "reflex", reduzindo o número de válvulas para 6. Foi a RCA, de David Sarnoff, a grande beneficiária desse progresso, tendo adquirido os direitos sobre sua comercialização². O preço inicial do Radiola AR 812 foi de US\$289.00 com as válvulas inclusas (mais ou menos o mesmo preço de um Ford modelo T!).

O circuito super-heteródino foi montado tanto no chamado "semi-portátil" AR-812, como no majestoso móvel do Radiola e em alguns toca-discos ortofônicos da Victor e da Brunswick. E é sobre o AR-812, especificamente que vamos tratar. Apenas para registro, o que se chamava de "semi-portátil", pesava cerca de 20 quilos, sem contar o alto-falante!



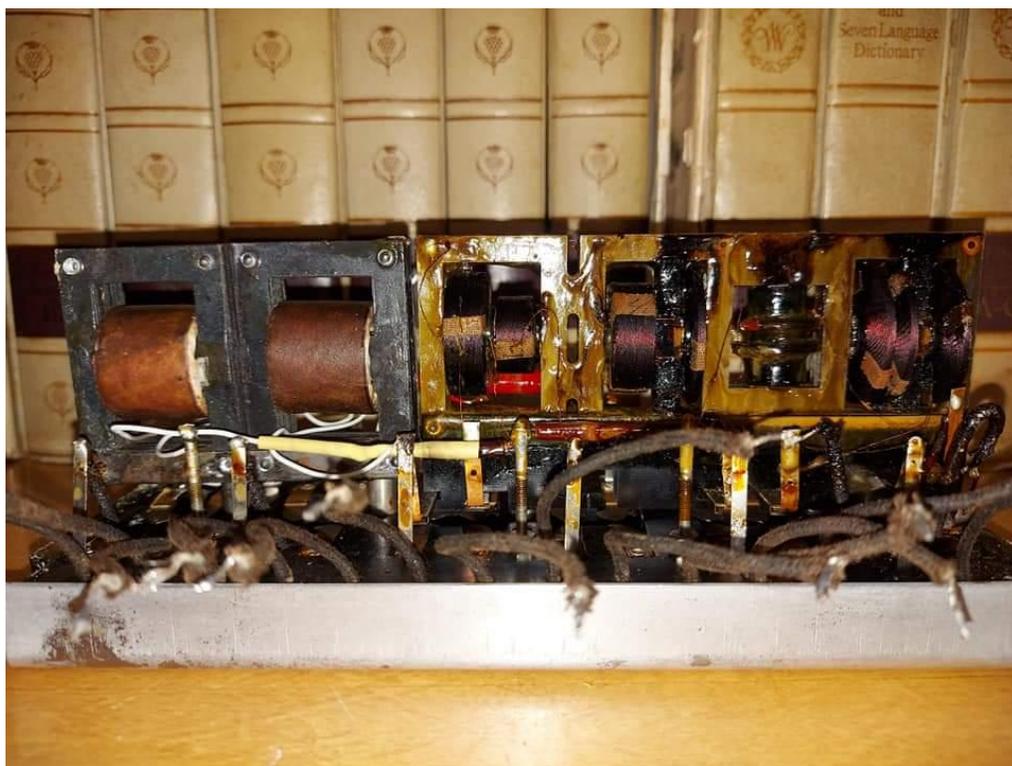
O aparelho tinha um gabinete em madeira composta (não maciça como a maioria dos rádios dos anos 1920), com acabamento em mogno em duas tonalidades, antena de quadro interna, 2 compartimentos para baterias A e B, um pequeno compartimento interno para a bateria C e conexão para antena externa.

² Até 1930 a RCA não produzia, apenas licenciava e comercializava. Quem produzia os rádios RCA eram a Westinghouse e a General Electric.

O circuito era montado em um painel que poderia ser aberto girando-se um pequeno trinco, dando acesso ao conjunto eletrônico. Em termos de *design* não era assim tão inovador, mas, mesmo assim, tinha uma personalidade inconfundível.

A temida catacumba!

Os circuitos super-heteródinos da RCA eram um tremendo segredo industrial. Tanto isso é verdade que até hoje é difícil encontrar uma literatura que traga os valores exatos dos componentes do aparelho. Então, Sarnoff e seus engenheiros resolveram, literalmente, "sepultar" todo conjunto eletrônico em uma caixa metálica, cheia de rosina³ derretida, o que dificultava o acesso às entranhas do circuito. Essa caixa ainda recebia dois lacres de chumbo com o logo da RCA, impedindo violações. Essa caixa recebeu o apelido de *catacomb* (catacumba).



Aspecto do circuito fora da catacumba e com os transformadores reenrolados.

³ Rosina (e não resina) é uma substância de origem vegetal, derivada de algumas espécies de pinho, que é dura em temperatura ambiente e possui quase o mesmo ponto de fusão da parafina, sendo frequentemente confundida com ela.

Duro de restaurar...

Restaurar um Radiola AR 812 é um desafio. Em sua época, em caso de defeito, a RCA substituía toda a catacumba, não havia reparo parcial, nem peças de reposição. Hoje, o restaurador se vê com dois problemas: tirar o circuito da catacumba e substituir os componentes dentro dos parâmetros de fábrica (difícilimos de se encontrar).

Para o primeiro problema, alguns restauradores indicam colocar a catacumba num forno até que a rosina derreta (péssima ideia). O ponto de fusão da rosina não é tão alto assim (é mais ou menos o mesmo da parafina) e o mais viável e prudente é aquecer a lata com um soprador térmico, até que ela se solte e libere o circuito (não há superaquecimento, nem fumaça). Depois é só derretê-la com o mesmo soprador, até que o circuito apareça.

Embora o circuito seja extremamente simples, é preciso rastrear todas as terminações das bobinas (tanto RF quanto FI). Quanto aos capacitores, à exceção de um de papel, o restante é de mica, havendo somente um resistor interno utilizado no *grid leak*. Normalmente, o restaurador encontrará o clássico problema dos rádios dos anos 1920: a interrupção dos transformadores de áudio.

Para o segundo problema, alguns segredos acabaram por ser revelados pela investigação incansável de alguns colecionadores. A matéria sobre esse aparelho continuará no próximo número, com um pequeno guia para restauradores. Até lá!

Você sabia que

A RCA teve um papel decisivo durante a crise de 1929? O corretor de investimentos Michael Meehan, juntamente com outros grandes investidores, forçaram uma tremenda (e artificial) alta do valor das ações da empresa, provocando uma “bolha” de valorização que, por fim, “estourou” em 1929, levando seus investidores à completa ruína. A tabela abaixo diz tudo: ela mostra a evolução das ações da RCA com a intervenção de Meehan e o seu valor pós-crash (1932).

Empresa	Valor do lote de ações em:			
	3/3/1928	1/3/1929	9/3/1929	7/8/1932
U.S. Steel	\$140,00	\$200,00	\$260,00	\$21,00
Goldman Sachs	\$40,00	\$185,00	\$180,00	\$4,00
American Can	\$77,00	\$130,00	\$180,00	\$31,00
AT&T	\$180,00	\$240,00	\$300,00	\$71,00
RCA	\$94,00	\$300,00	\$505,00	\$17,00
outras	\$176,00	\$240,00	\$310,00	\$34,00

Fonte: digitalhistory.uh.edu/teachers/lesson_plans/pdfs/unit9_4.pdf