NESTE NÚMERO:



O PIXIE – Construa umTransceptor QRP para CW

Guia Básico para Iniciantes em **ARDUINO**

O Primeiro Capacímetro a Gente Nunca Esquece

Fonte de Alimentação em Corrente Contínua

O Novo Mundo do Áudio Digital Parte III

Montagem do Amplificador em Classe A e B

PIONEER **PL-530**

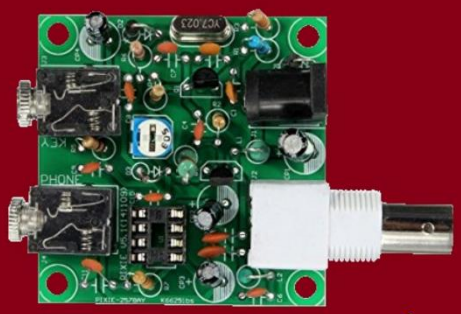
Projeto de Pré-amplificadores e Equalizadores RIAA Para Toca-Discos

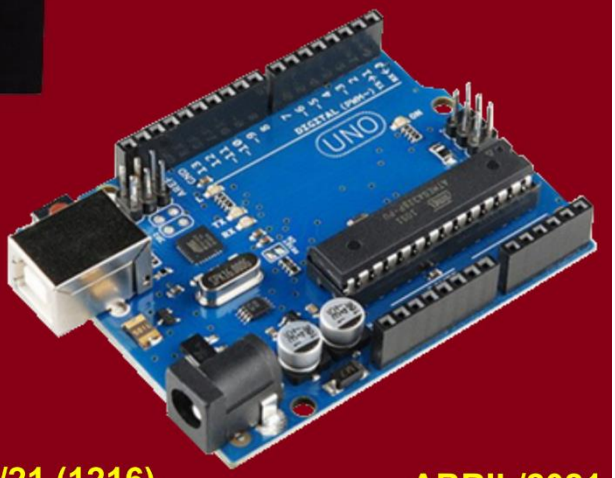


Um Amplificador para Fones. Ou será mais?

Análise do Amplificador Advance Acoustic MAA406







NÚMERO 4/21 (1216) **ABRIL/2021**

Conheça a História de



antenna

ELETRÔNICA - SOM - TELECOMUNICAÇÕES

antenna

Número 4/21 – abril de 2021 – Ref. 1216

NOTAS DA EDIÇÃO – Prezados leitores, neste número, por sugestão (imediatamente aceita!) do Prof. Paulo Brites, iniciamos a colocação de faixas de cores para a conscientização sobre saúde no mês. Neste caso, trata-se da cor **azul**, do mês da consciência sobre o autismo, condição que afeta muitas pessoas no mundo inteiro. Para saber mais sobre isso, basta clicar aqui.

Continuamos com o Arduino, várias montagens e artigos técnicos, sendo que o Prof. Alfredo Manhães nos permitiu republicar um artigo sobre a restauração de um toca-discos, com detalhes interessantes sobre como recuperar as tampas acrílicas riscadas e manchadas.

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

SUMÁRIO

3 - **ANTENNA** – Uma História – Capítulo IV.....
Jaime Gonçalves de Moraes Filho

7 - **ARDUINO –** Um Guia Básico Para Iniciantes.....
João Alexandre Silveira

19- CQ-RADIOAMADORES – **PIXIE** – Transceptor QRP de CW.....
Ademir – PT9HP

21 - O Novo Mundo do Áudio Digital Parte III.....
João Yazbek

24 - TVKX – Sumiços.....
Jaime Gonçalves de Moraes Filho

29 - O Primeiro Capacímetro a Gente Nunca Esquece.....
Paulo Brites

33 - Projeto de Fonte de Alimentação em Corrente Contínua Com Regulador Linear – Parte VIII.....
Álvaro Neiva

50 - Projeto de Pré-amplificadores e Equalizadores RIAA Para Toca-Discos – Parte VIII.....
Álvaro Neiva

58 - Amplificador Para Fones. Ou Será Mais? Parte II.....
Álvaro Neiva

65 - Restauração do Toca-Discos Pioneer PL-530.....
Alfredo Manhães

91 - Construa Um Amplificador em Classe A, Para Algo Mais Parte II.....
Marcelo Yared

107 – Análise do Amplificador Advance Acoustic MAA 406.....
Marcelo Yared

115 – Logotipos de Semicondutores e de Circuitos Integrados.....
Marcelo Yared

ANTENNA – Uma História

Capítulo IV

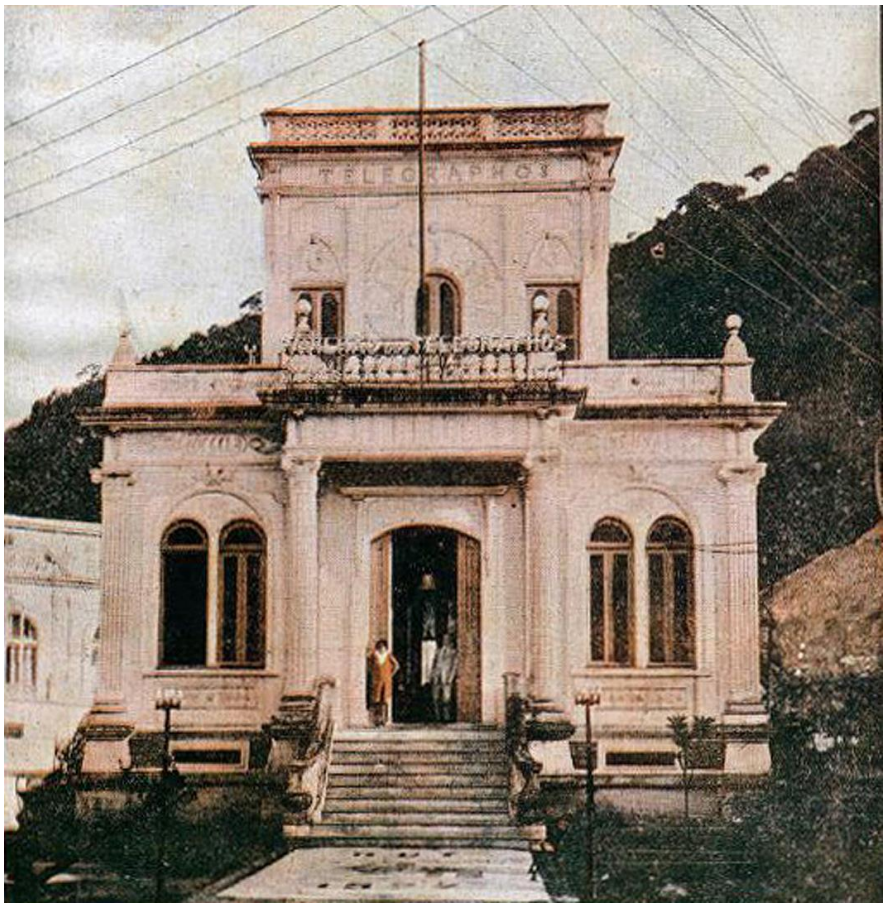
Jaime Gonçalves de Moraes Filho*

Dois idealistas

Em janeiro de 1923 era encerrada a Exposição Internacional. A Westinghouse, que havia instalado o transmissor do Corcovado, resolveu desmontar todo o sistema e enviá-lo para os Estados Unidos, uma vez que já havia um comprador para o mesmo.

A Western Electric, por outro lado, em uma tentativa de vender o seu transmissor, manteve o mesmo em operação. O Governo Brasileiro então o adquire, entregando-o à Repartição dos Correios para que fosse operada como estação de telegrafia.

No entanto, alguns Rádio–Amadores, tendo conseguido as devidas autorizações, começaram por sua conta e risco a utilizar o sistema de transmissão no modo de Radiofonia, transmitindo boletins meteorológicos, cotações das Bolsas de Café e açúcar, algumas palestras e, ocasionalmente, a transmissão de discos.



Estação da Praia Vermelha – SPE

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

A Estação, de prefixo SPE, a partir de 19 julho de 1923 começou a transmitir regularmente a previsão do tempo, tendo, no período entre 14 a 17 de julho, levado ao ar os concertos da Filarmônica de Viena, diretamente do Teatro Municipal. Na ocasião, surgem dois personagens que irão iniciar de fato a radiodifusão no Brasil: Edgard Roquette-Pinto e Henri Charles Morize.

Nascido em Botafogo, em 1884, Edgard Roquette-Pinto (que fazia questão de informar que seu nome era Édgar e não Edgár e que havia um hífen no sobrenome) seria um elemento importantíssimo na introdução do Rádio no Brasil.

Sendo até mesmo considerado um tipo excêntrico, transitava pelas ruas, quase sempre com um charuto entre os dedos, ou então um lápis bicolor, azul e vermelho, com que assinalava qualquer texto que lhe interessasse.

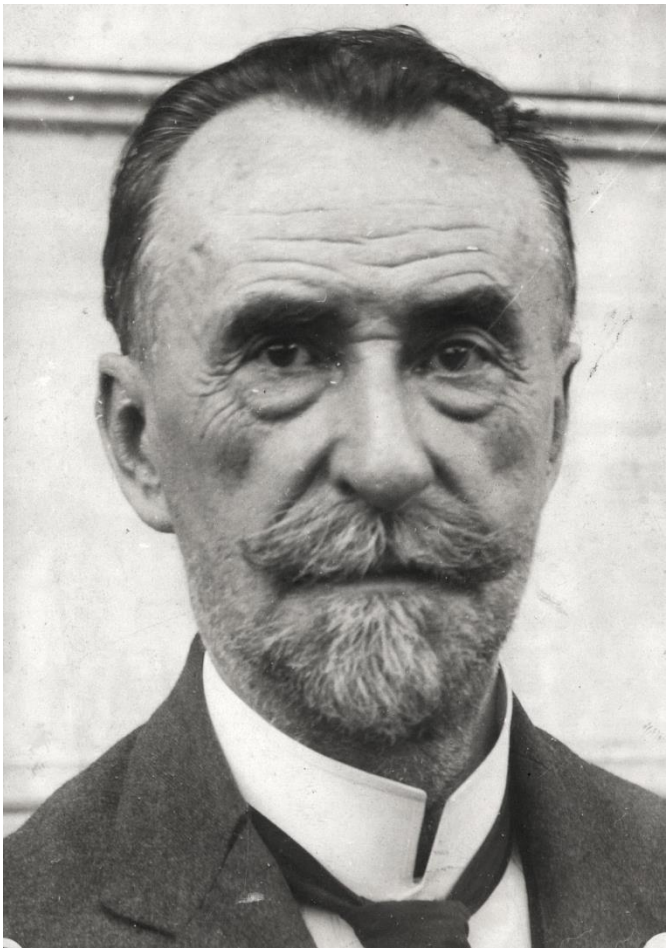
Em uma de suas viagens ao interior do País, a caminho de se juntar a Rondon em plena selva, percebeu a enorme importância da telegrafia e do rádio e, durante a Exposição da Independência de 1922, observando a importância de uma nova invenção – A radiofonia.



Edgard Roquette – Pinto

No entanto, logo percebeu que o Rádio estava limitado a alguns poucos cidadãos, uma vez que para possuir um receptor em casa era necessária uma permissão do Ministério da Viação, através dos Correios e Telégrafos e ainda por cima “apresentar um “fiador idôneo”. Supunha-se que o Rádio era algo muito perigoso, capaz de levar segredos militares brasileiros às potências estrangeiras. Mas Roquette-Pinto iria mudar as coisas.

Henri Charles Morize ou como se tornou conhecido no Brasil, Henrique Morize, nasceu na França em 1860. Veio para o Brasil com quinze anos, naturalizando-se.



Henrique Morize

Em 1880 ingressou na Faculdade de Direito, desistindo do curso pouco tempo depois. Ao se mudar para o Rio de Janeiro foi telegrafista e acabou por cursar Engenharia na antiga “Escola Politécnica”. Através de concurso público foi trabalhar no “Imperial Observatório do Rio de Janeiro”, onde trabalhou durante vários anos.

Em 1898 defendeu Tese sobre os Raios Catódicos e Raios X, estabelecendo um método prático para a localização de projéteis alojados no corpo humano.

Em 1916, junto com alguns colegas de trabalho da Escola Politécnica, fundou a Sociedade Brasileira de Ciências (SBC), que se transformaria posteriormente na Academia Brasileira de Ciências, sendo seu presidente durante 14 anos.

Um dos membros da SBC era Edgard Roquette–Pinto, que estava entusiasmado com a ideia de utilizar o Rádio como meio de levar a Educação a cultura e a Ciência até os locais mais distantes do Brasil.

Após ouvir os argumentos de Roquette–Pinto, Morize concorda em participar da fundação de uma estação de rádio. Como não havia recursos disponíveis para tal, concordam em que tal emissora deveria funcionar sob o regime de sociedade, em que cada um dos membros contribuiria com uma taxa mensal para a manutenção da estação. Faltava, no entanto, um “pequeno detalhe”: um transmissor.

Uma das dificuldades para que fosse criada uma Estação de Rádio, estava no fato de que o número de ouvintes, pelo menos oficialmente, seria bem restrito, devido às proibições vindas ainda do tempo da Primeira Guerra Mundial.

No dia 14 de abril de 1923, a “Gazeta de Notícias” publicava um artigo, assinado por Roquette–Pinto, lançando uma campanha para que todo os cidadãos pudessem possuir livremente seus receptores de rádio.

O principal argumento era de que, devido as transmissões da Estação da Praia Vermelha, foram expedidas 536 licenças somente no primeiro trimestre de 1923. O próprio Roquette–Pinto foi contemplado com uma destas licenças, embora seu receptor na época fosse um simples Rádio–Galena.

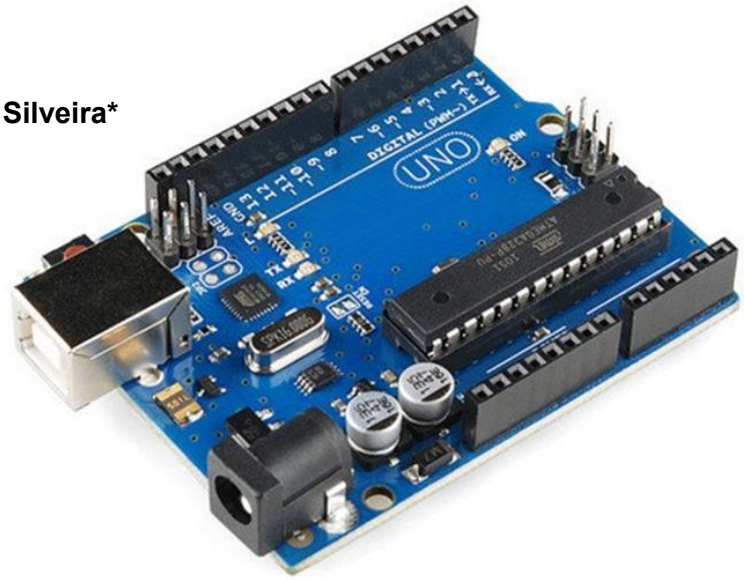
Convencido de que era uma questão de tempo para que a recepção fosse liberada, Roquette–Pinto resolve criar uma Estação de Rádio, quem sabe, aproveitando até mesmo mediante um termo de cessão, a Estação da Praia Vermelha.

Mas, desde aquela época, os meandros políticos não estavam ao alcance de todos.

Era necessário se encontrar outra solução...

ARDUINO – Um Guia Básico para Iniciantes

João Alexandre Silveira*



Esse artigo foi originalmente publicado no *blog* do professor Paulo Brites (paulobrites.com.br) há alguns anos, quando o Arduino já tinha 10 anos de lançamento. Desde então, surgiram no mercado cerca de duas dezenas de outras plataformas programáveis, como o *Raspberry Pi*, para testes de protótipos de circuitos eletrônicos mais complexos. Mas o Arduino não parou no tempo, aquele primeiro modelo de 8 bits inspirou outros tantos modelos de até 32 bits equipados também com *wi-fi* e *bluetooth*.

Um pouco de teoria

Mas, afinal, o que é esse tal de Arduino e para que ele serve?

Bom, vamos devagar e divagar. Pense no Arduino como uma pequenina placa eletrônica um pouco maior que um cartão de crédito onde estão montados um microcontrolador, um regulador de tensão de 5 volts, um banco de memórias regraváveis, uma interface USB e alguns conectores onde estão algumas portas físicas para entradas de sensores, e algumas outras para saídas de controles para outros circuitos elétricos externos. O processador do Arduino é um microcontrolador de 8 bits, o ATmega328 da Atmel, uma fabricante americana de circuitos integrados.

Dissemos *microcontrolador*, não *microprocessador*. Mas, qual a diferença de um microcontrolador para um microprocessador?

O pessoal que conheceu a revista **Antenna** impressa deve lembrar bem dos nomes 8080, 6500 e Z-80, os processadores digitais que equipavam os primeiros computadores pessoais; como o *TRS-80* (CP-500), o *Apple-II*, o *Commodore-64* e o *Sinclair ZX81*.

***Autor do livro "Experimentos com o Arduino"**

Aqueles chips grandões tinham duas fileiras de 20 pinos em cada lado, trafegavam informações em barramentos de 8 bits (1 byte) e precisavam de vários outros circuitos integrados externos, como memórias RAM, EPROM, controladores de entrada e saída para teclado, interfaces para impressora e *floppy-disk*; além de um bloco blindado de RF em cuja saída era ligada a entrada de antena de uma TV analógica, usada como monitor. Internamente esses processadores eram somente uma CPU e um conjunto de registradores de 8 e 16 bits montados numa mesma pastilha de silício; eram chamados de microprocessadores.

Os sistemas digitais que empregavam *microprocessadores* foram chamados de *microcomputadores*. Com o avanço da tecnologia esses microprocessadores evoluíram para sistemas muito densos com quase 500 pinos e barramentos de 32 e 64 bits, como os que equipam nossos atuais PCs, mas que ainda precisam de memórias e controladores externos para formar um microcomputador completo. Você se lembra do *Pentium* e do *Athlon*?

Agora os microcontroladores: são sistemas digitais bem mais simples, operam ainda com 8 ou 16 bits (alguns já com 32 bits) mas que já vem montados na mesma pastilha de silício com memórias RAM, EPROM e *Flash* e incorporam interfaces de entrada e de saída com várias funções multiplexadas em muito menos pinos. Alguns microcontroladores tem somente 8 pinos! - como o PIC12F675, da empresa Microchip Technology, que possui até um conversor A/D de 4 entradas de 10 bits e custa menos de 2 dólares.

Por integrarem tudo numa só pastilha de silício, são chamados também de computadores *em um chip*. E como todo computador, os microcontroladores podem ser programados utilizando uma linguagem de programação padronizada.

O Arduino é um computador, já que vem montado, ou na linguagem corrente: embarcado, com um microcontrolador.

Os primeiros modelos vinham com os microcontroladores ATmega8 e ATmega128 de 8 bits com 28 e 64 pinos, e interface serial RS-232 para ser conectada a um outro computador, um PC *desktop* ou *notebook*.

Hoje todos os modelos já vêm com interfaces seriais USB, I2C e SPI, entre outras. Em sua pequenina placa de circuito impresso são também montados dois conectores com as portas de entradas e de saídas digitais e alguns com entradas para sinais analógicos. A alimentação do Arduino de 5 volts é tomada diretamente da porta USB do computador pessoal ao qual ele está conectado.



Tudo bem, mas para que serve o Arduino?

Basicamente o Arduino, como qualquer sistema computadorizado, sob o controle de um programa guardado em sua memória, pode detectar níveis lógicos ou coletar tensões variáveis de qualquer tipo de sensor em suas entradas, e com base nessas informações pode acionar alarmes, solenoides e motores; ou enviá-las para outro computador.

Bacana, mas é complicado programar o Arduino?

Não, não é complicado escrever comandos na forma de textos para o Arduino executar. Esses textos, ou códigos como os programadores os chamam, são escritos segundo o padrão, chamado de sintaxe, da linguagem escolhida, e armazenados numa das memórias internas do microcontrolador embarcado no Arduino, e são executadas uma a uma.

Você se lembra de uma linguagem de programação bem antiga chamada *Basic*? Nessa linguagem cada linha era numerada e continha uma ordem simples; como o comando *print* que mostrava na tela do computador qualquer texto entre aspas. O Arduino tem uma linguagem própria também muito fácil e baseada na consagrada linguagem C, esta criada nos anos 70. Mais adiante vamos propor experimentos com essa linguagem e programar o Arduino para executar alguns programas já prontos e disponíveis no aplicativo que devemos baixar da *web*.

Tendo agora uma visão bem geral do que é e para que serve o Arduino, vamos pôr as mãos na massa? A primeira coisa que você, caro leitor, vai precisar é de um Arduino, claro. E também do seu computador pessoal. Qualquer um serve: um PC

desktop ou *notebook* padrão *IBM* ou *Apple*. Também não importa o sistema operacional do seu PC, qualquer um também serve: *Windows*, *Linux* ou *Mac OS;* o Arduino tem versões de *software* para todas essas plataformas.

Por último, você vai precisar de um cabo USB para conectar o Arduino ao seu PC. Esse cabo tem que ter um conector USB *tipo A macho* numa ponta e um conector USB *tipo B macho* na outra. É o mesmo cabo que você usa para conectar seu PC a uma impressora USB.

Para nossas primeiras experiências qualquer modelo de Arduino serve. Hoje existe uma dezena de modelos; o mais comum, e mais barato, é o modelo *UNO*. O código escrito para um pode ser executado em qualquer outro modelo, com algumas poucas exceções, no caso dos novos modelos disponíveis mais potentes. Você não vai precisar de qualquer tipo de fonte de alimentação, como dissemos acima, o Arduino é alimentado pela fonte do seu PC através do cabo USB a ele conectado.

Para esse artigo estamos usando um Arduino *Duemilanove* conectado a um notebook. De posse de todos os itens acima enumerados vamos pôr em prática o que já sabemos com o seguinte passo-a-passo:

01 Download do *software* do Arduino

O *software* para programação do Arduino pode ser livremente baixado da internet no endereço www.arduino.cc, o site oficial dessa plataforma.

Nesse endereço *web*, clique na aba *Download* no topo da página e, à direita da nova página que abrir, selecione a versão para o sistema operacional do seu PC.

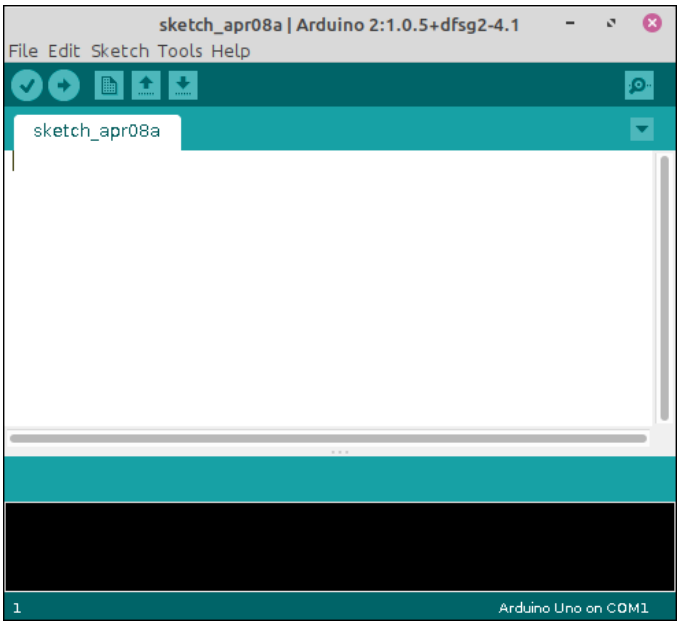
Por ora, clique em *Just Download* e descarregue o arquivo compactado para sua área de trabalho (*Desktop*). Feche a página, se desejar.

02 Conexão Arduino-PC

Selecione uma porta USB no seu PC e conecte a ela o Arduino através do cabo USB de impressora. Repare que o LED verde *PWR* vai permanecer acesso, indicando que o Arduino está corretamente alimentado.

Descompacte o arquivo baixado e repare que na sua área de trabalho é criada uma pasta com várias subpastas e dois outros arquivos, um executável e um de texto. Dê um duplo clique no arquivo executável para instalar e executar o aplicativo de programação do Arduino.

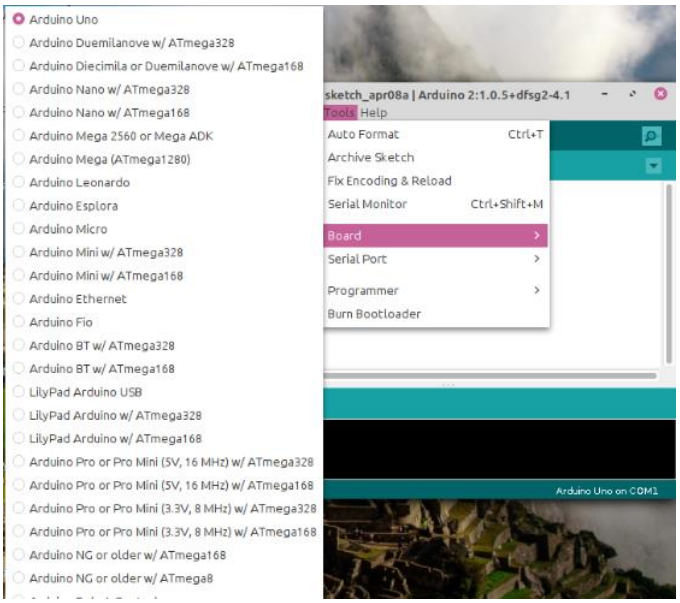
Esse aplicativo é chamado de *ambiente de desenvolvimento integrado*, mais conhecido como IDE (*Integrated Development Environment*). A tela do IDE após sua execução é o da figura abaixo.



03 Configurando o IDE

No menu de opções no topo do IDE clique em *Tools>Board* e selecione o modelo de Arduino que você conectou ao seu PC.

Observe na barra inferior do IDE se o aplicativo reconheceu e já selecionou uma porta USB para se comunicar com o Arduino; se não vá para *Tools>Serial Port* e selecione uma porta serial disponível.

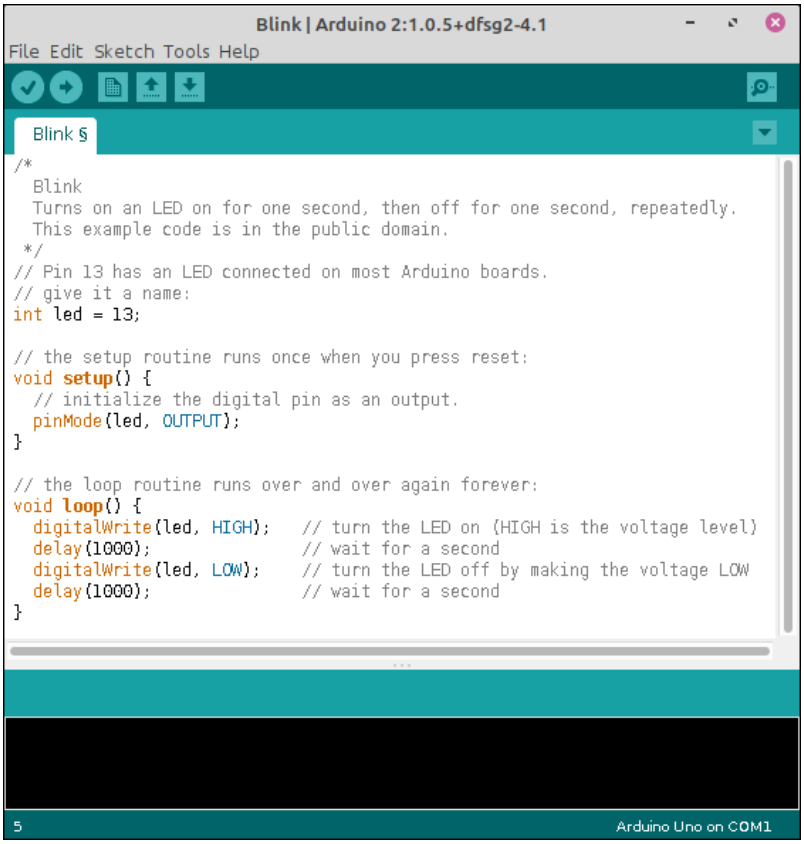


04 Primeiro experimento: Hello World!

Normalmente o Arduino já vem com um LED vermelho conectado à sua porta digital 13.

Nesse primeiro experimento vamos fazer com que esse LED vermelho pisque numa frequência de 1 pulso por segundo. Para isso vamos aproveitar um programa já pronto que vem com alguns outros dentro do IDE do Arduino.

No topo da tela do IDE, clique no botão *Open*, aquele com uma seta para cima, e selecione *01.Basics>Blink* para carregar na área de programação do aplicativo o código desse programa *Blink*.



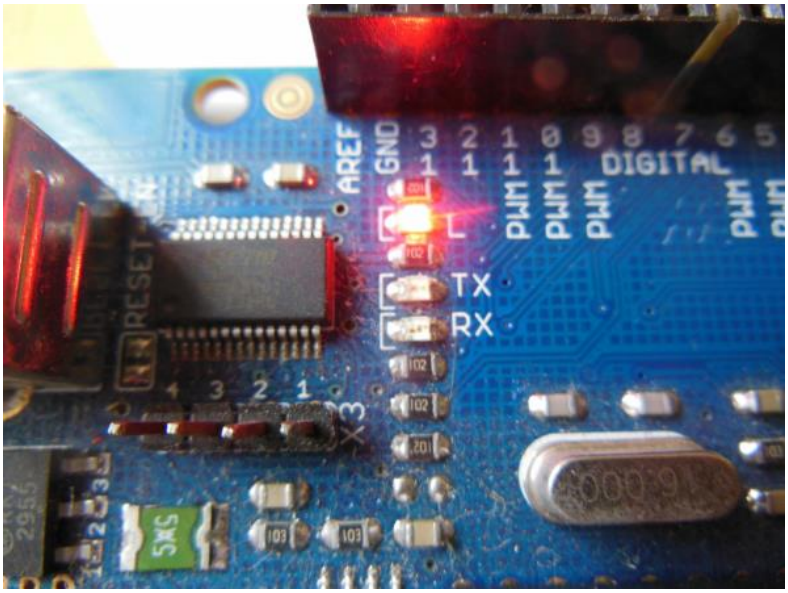
05 Fazendo o upload do código no Arduino

Para fazer o LED no pino digital 13 piscar, é necessário fazer o *upload* do programa *Blink* na memória *Flash* do microcontrolador do Arduino.

Clique no botão *Upload*, aquele com uma seta apontada para a direita. Observe que no Arduino os LEDs TX e RX piscam rapidamente, indicando o estabelecimento da comunicação entre este e o seu PC.

Por fim, observe que o LED vermelho do pino 13 fica 1 segundo aceso e outro segundo apagado.

Parabéns, seu primeiro programa no Arduino funcionou!



06 Entendendo o código carregado

Vamos agora entender o que faz esse LED vermelho ficar piscando numa frequência de 1Hz. O código carregado, mais conhecido como Sketch, no Arduino tem as seguintes linhas de instruções:

```
/ *
  Blink
  Turns on an LED on for one second, then off for one second, repeatedly.
   This example code is in the public domain.
 */

// Pin 13 has an LED connected on most Arduino boards.
// give it a name:
int led = 13;

// the setup routine runs once when you press reset:
void setup() {
// initialize the digital pin as an output.
  pinMode(led, OUTPUT);
}

// the loop routine runs over and over again forever:
void loop() {
  digitalWrite(led, HIGH);      // turn the LED on (HIGH is the voltage level)
  delay(1000);                  // wait for a second
  digitalWrite(led, LOW);       // turn the LED off by making the voltage LOW
  delay(1000);                  // wait for a second
}
```

Logo no topo do *sketch*, as três linhas de texto entre /* e */ não tem qualquer efeito no programa, são somente linhas de comentários com informações sobre o programa e podem ser eliminadas.

Da mesma forma, qualquer texto depois de duas barras (//) são igualmente comentários, de uma só linha, e podem também ser eliminadas.

A primeira instrução do programa está na linha *int led = 13;* essa instrução é a declaração da variável usada no programa, e nomeia como *led* o pino 13 do Arduino; o prefixo *int* indica que *led* é uma variável inteira. Repare que o comando deve sempre terminar com um ponto-e-vírgula, como na linguagem de programação C.

A seguir vêm as duas funções obrigatórias em todo programa na linguagem do Arduino: as funções *void setup()* e *void loop()*.

A primeira serve para configurar os pinos e portas de comunicação do Arduino; aqui o pino 13 (batizado de *led*) é configurado como saída digital com a função *pinMode(led, OUTPUT)*.

A função *loop()* encapsula os comandos que deverão ser executados continuamente pelo microcontrolador do Arduino; aqui o pino 13 recebe uma tensão de 5 volts durante 1 segundo, com as funções *digitalWrite(led, HIGH)* e *delay(1000)*.

Depois esse pino 13 recebe 0 volt por mais 1 segundo, com as funções *digitalWrite(led, LOW)* e *delay(1000)*.

Esse ciclo se repete infinitamente, fazendo o LED piscar até que o Arduino seja resetado. Repare que os comandos dessas duas funções obrigatórias devem estar sempre dentro das chaves { … }.

07 Modificando o programa

Experimente modificar o tempo em que o LED vermelho no pino 13 do seu Arduino fica aceso e o tempo em que ele fica apagado, mudando os valores entre os parênteses nas duas funções *delay()*.

Mude um desses valores para 500 (milissegundos) e o outro para 250, por exemplo. Carregue novamente o *sketch* no Arduino clicando no botão *upload* e observe o LED.

Em menos de um minuto você conseguiu mudar a frequência de operação do seu oscilador montado com o Arduino.

Se esse circuito não fosse programável, você teria provavelmente que ajustar mecanicamente um potenciômetro, ou trocar um resistor ou um capacitor montado na placa.

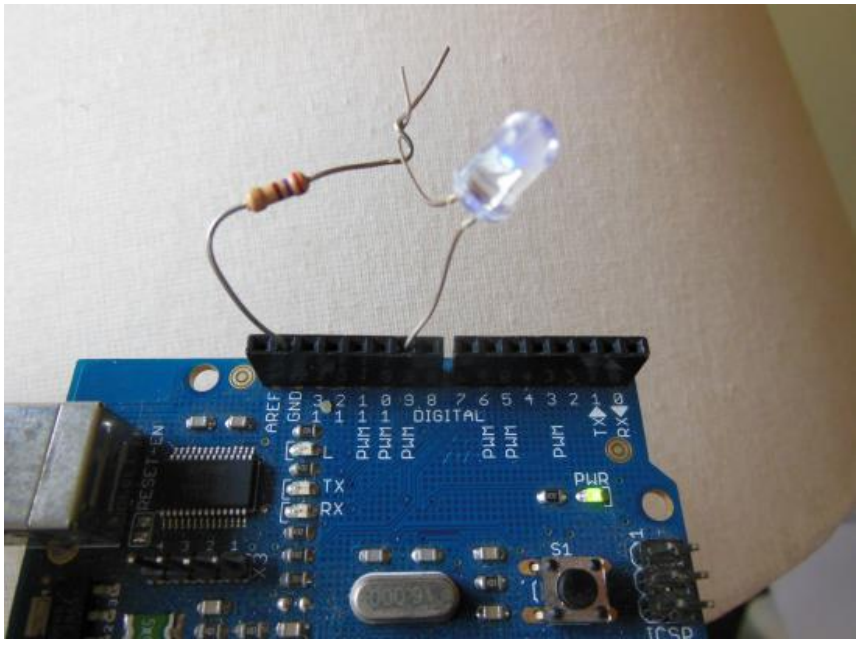
08 Inserindo um LED e um resistor externo

Nesse outro experimento vamos utilizar uma porta digital do Arduino e nela conectar um LED externo em série com um resistor limitador de corrente. Na porta digital 9 encaixe o terminal de um LED correspondente ao anodo, aquele com o maior comprimento.

Conecte agora um dos terminais de um resistor de 270 ohms de baixa potência no terra (GND) das barras de portas digitais, o penúltimo à esquerda da segunda barra. Por fim, una os dois terminais livres desses componentes, simplesmente torcendo-os com os dedos.

Agora, no IDE do Arduino clique no botão *Open* e selecione *01.Basics* > *Fade*, para carregar o *sketch Fade*. Esse programa gera digitalmente no pino 9 uma tensão analógica que varia de 0 a 5 volts, fazendo com que o brilho do LED vá aumentando devagar até atingir seu brilho máximo, quando então vai diminuindo até apagar; esse o ciclo se repete infinitamente.

Confirme o funcionamento do circuito deixando mais lento o processo mudando na última linha do programa o valor na função *delay()* de 30 para 1000 (milissegundos) e meça com um voltímetro digital essa tensão variável entre os pinos 9 e terra.



09 Medindo tensões analógicas com o Arduino

Nesse último experimento vamos fazer um voltímetro digital DC para baixas tensões com o Arduino.

Primeiramente, solde 3 pequenos pedaços de fios nos 3 terminais de um potenciômetro de qualquer valor entre 1Kohms e 100Kohms.

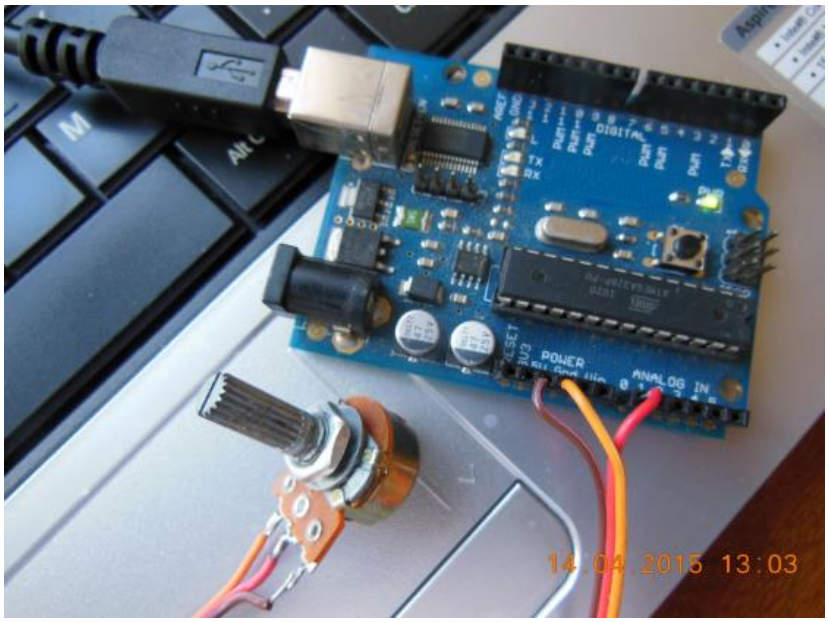
Insira o fio soldado ao terminal central do potenciômetro no pino analógico A0 da barra de entradas analógicas do Arduino, marcada como ANALOG IN.

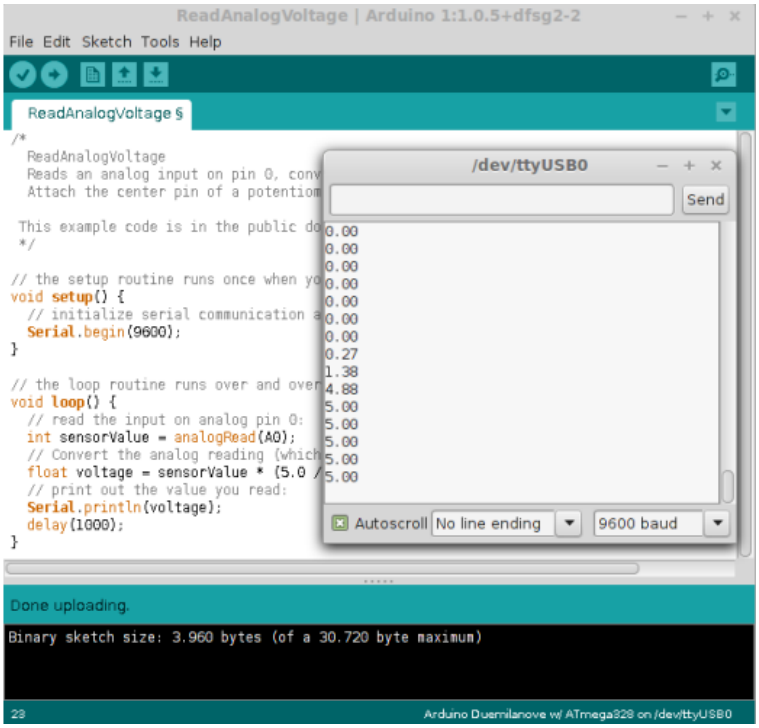
Conecte um dos outros dois fios do potenciômetro no ponto de 5 volts e o outro no terra (GND), na barra POWER do Arduino.

Agora clique no botão *Open* e selecione *01.Basics >ReadAnalogVoltage*. Acrescente dentro da função *loop()*, depois de *Serial.println(voltage)*; a seguinte função de temporização: *delay(1000);* e faça o *upload* do programa.

Por fim, clique no botão *Serial Monitor* do Arduino, bem à direita da barra de botões do IDE. Veja as tensões lidas pela porta analógica A0 a cada segundo.

Gire o cursor do potenciômetro e observe que os valores medidos variam conforme a nova posição, de 0 a 5 volts.

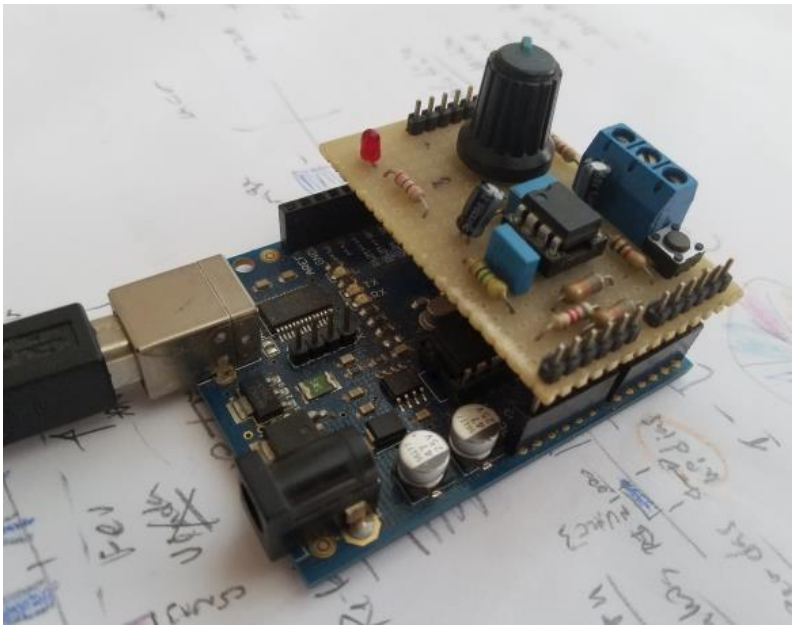




Na última foto mostramos como uma pequena placa de circuito impresso de 3,5 x 5,5 cm pode ser conectada aos terminais do Arduino.

Aqui, trata-se de um pequeno amplificador de batimentos cardíacos que montamos para a parte prática do livro "*Experimentos com o Arduino*", de nossa autoria.

A alimentação do amplificador com um op-amp duplo LM358N é tomada diretamente dos pinos de 5 volts e terra do Arduino. A única conexão externa é através do borne de três terminais, onde deverá ser conectado um sensor ótico com um LDR.



Conclusão

Bem, aqui terminamos essa pequena introdução prática ao Arduino. Espero que tenhamos alcançado nosso intento, esclarecer muitas das dúvidas dos leitores novatos nessa formidável plataforma de desenvolvimento eletrônica.

Se conseguimos, nos propomos a escrever num futuro próximo um novo *post* com novos e fáceis experimentos.

Por último, quero deixar um brinde para aqueles que desejarem se aprofundar na linguagem do Arduino: em minha página na internet http://www.ordemnatural.com.br o leitor poderá baixar gratuitamente a *Cartilha de Programação em C para o Arduino*, um livreto de 20 páginas no formato *pdf*.

Lá, também, o leitor poderá adquirir meu livro digital *Experimentos com o Arduino - edição 2.0* no formato kindle/mobi.

João Alexandre Silveira – http://www.ordemnatural.com.br

PIXIE – TRANSCEPTOR QRP DE CW

Ademir Freitas Machado – PT9HP

Mostramos um dos vários esquemas deste circuito considerado “universal”: transceptor de CW QRP, dando menos de 1 watt de potência. Ele pode ser adquirido via internet direto da China, ao custo de 20 reais (fora frete do correio).

Em vários sítios de vendedores é possível baixar o esquema com pequenas variações. Sítios como Banggood e Aliexpress têm para venda. Se você quer montar a partir do zero, o esquema da figura 1 é o início, mas o custo não compensará. Fica mais fácil e barato comprar o kit chinês.

O cristal dos kits vendidos é de 7.023, mas neste esquema, é possível uma pequena variação, conforme mostra a chave SW1, C1 e C2. O ideal seria um cristal de 7.030, mas esta frequência fica congestionada durante concursos, justamente por ser a frequência internacional para operação QRP.

Os indutores são encontrados facilmente no comércio especializado de eletrônica. São aqueles componentes que parecem resistores, mas seu corpo é verdinho.

Em relação aos transistores, hoje eles são comuns e a maioria dos aparelhos chineses os usam. Eles transformaram estes dois transistores em padrão. Você pode experimentar outros transistores NPN no lugar do pré e saída. Na saída, experimente um 2N2222 com encapsulamento de plástico.

Algo muito chato neste circuito é que, durante a recepção, você ouvirá – num receptor em separado – um apito vindo do circuito oscilador. Muitos colegas preferem usar o TX e na recepção, um equipamento de melhor qualidade. O sistema de recepção do kit é muito “chocho”, misturando estações de quase toda a faixa, isto é, não tem seletividade suficiente para uma operação QRP mais séria.

Outro detalhe é que a tensão pode variar de 9 a 12 volts, mas não exagere. Nove volts parece ser o ideal, mas quando alimentado com 12 volts, ele começa a zumbir. A tensão de alimentação influi diretamente na potência irradiada.

Muito importante é que você deve usar um fone de ouvido para escutar alguma coisa. Um alto falante ligado direto na saída não fica legal: o aparelho parece ficar mudo. Mas se você usar uma destas caixinhas amplificadas de computador, o problema pode ser solucionado. Muitos colegas que montam este circuito criticam o uso do LM-386 como amplificador de áudio.

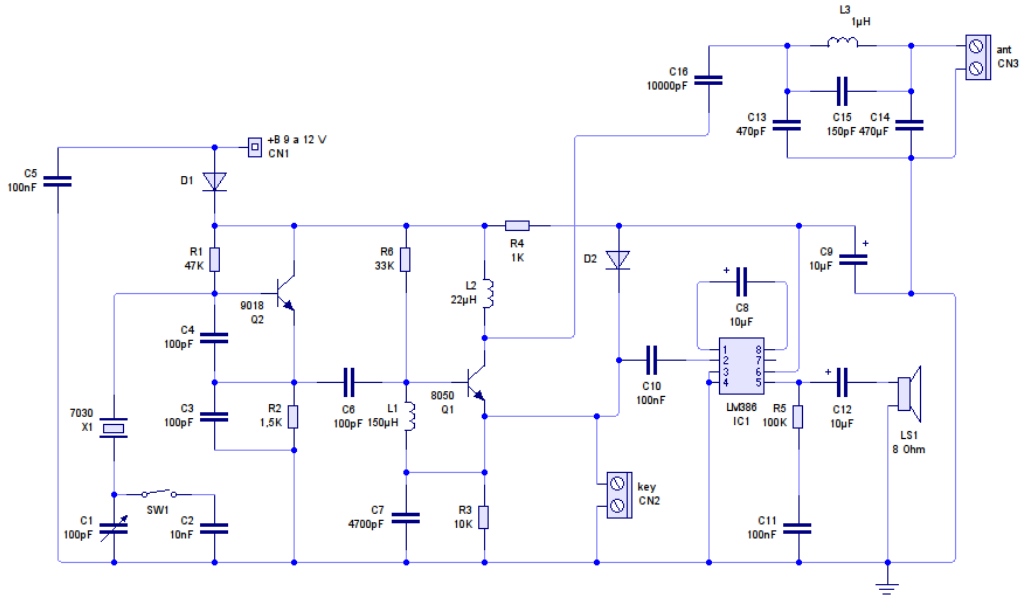
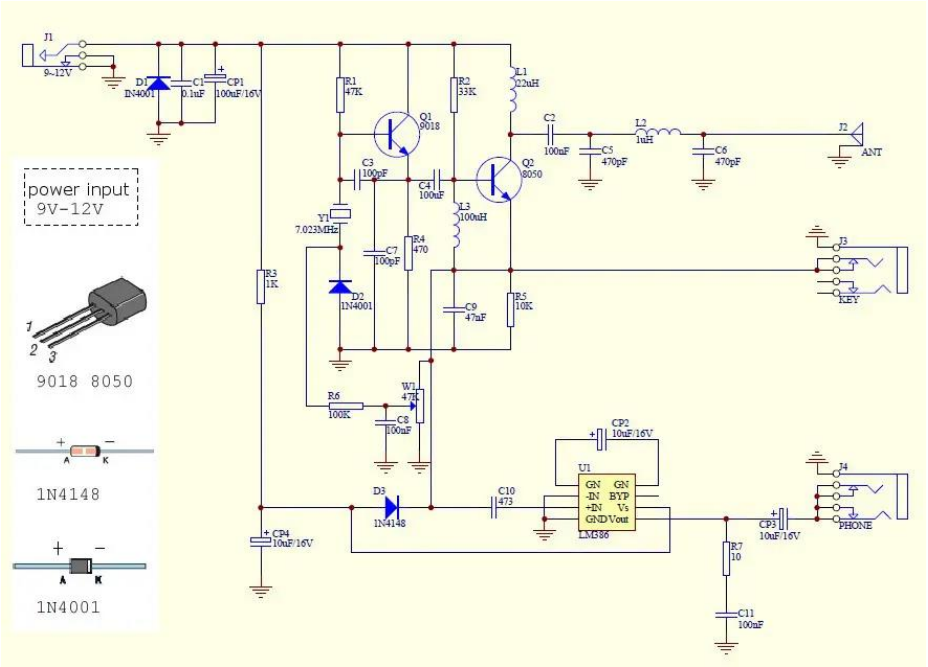


Figura 1 - Diagrama esquemático do Pixie

Abaixo temos o esquema que você encontra facilmente pela internet.



O Novo Mundo do Áudio Digital Parte III

João Yazbek*

Concluímos mês passado que os formatos dominantes para compressão e armazenamento de arquivos de música são o MP3 e o FLAC, e que este último tem sido usado na reprodução de áudio em alta qualidade e também para reprodução em alta resolução. Com a evolução na capacidade de armazenamento e na transmissão de dados, o caminho se abriu para o áudio em alta resolução (High Resolution Audio – neste texto abreviado como HRA) ganhar o mercado.

O que define áudio em alta resolução é que ele seja armazenado em um formato sem perdas e que ele tenha sido gravado com uma taxa de bits e uma taxa de amostragem superior ao padrão do Compact Disc. De fato, recentemente uma definição formal da CEA (Consumer Electronics Association) sobre o HRA nos diz: o áudio em alta resolução é definido como áudio em formato sem perdas por compressão que seja capaz de reproduzir, na íntegra, a faixa dinâmica de som de gravações que tenham sido masterizadas de fontes musicais de qualidade superior à do CD.

Como já estamos familiarizados com esses conceitos discutidos anteriormente, fica fácil entender que arquivos com profundidade de bits maiores que 16 bits e com taxa de amostragem maior que 44.1 kHz podem ser considerados de alta resolução. Mas existem detalhes que precisam ser lembrados. O primeiro deles é que o arquivo fonte tem de ser em alta resolução. Ou seja, o arquivo master tem de ser gravado no estúdio em um formato que seja em alta resolução.

Por exemplo, para que um arquivo FLAC de 24 bits e 192 kHz tenha realmente essa qualidade na reprodução é importante que ele tenha sido gravado nesse mesmo padrão (24/192). De nada adianta ter um arquivo 24/192 que contenha uma gravação original de CD em 16/44.1, pois a informação perdida não será criada novamente.

A técnica que transforma arquivos 16/44.1 em arquivos 24/192 não adiciona nenhuma informação nova, sendo somente uma forma matemática de fazer a conversão. Antes de concluir que o formato 24/192 (ou outro formato HRA) não resultou em melhora alguma na percepção sonora, verifique se os arquivos foram masterizados em HRA. A simples conversão de um arquivo 16/44.1 para 24/192 não adiciona melhoria alguma e, portanto, não irá ter resultado perceptível para ninguém.

Existem formatos HRA intermediários, como 24/48, 24/96 (em PCM) e o 1/2800 em DSD, que será discutido mais à frente. Lembrando-se de nossas colunas anteriores, com uma taxa de 24 bits, a relação sinal-ruído e a correspondente banda dinâmica

***Mestre em Engenharia Eletrônica**

obtida são da ordem de 145 dB, e o erro de quantização devido ao aumento dos níveis intermediários cai para 6 ppm (partes por milhão). A uma taxa de amostragem de 192 KHz, Nyquist nos diz que a resposta em frequência deve ser plana até 96 KHz.

Esses números são excepcionais e necessitam de uma eletrônica também excepcional para que o sinal não de deteriore em seu caminho no restante da cadeia de áudio. Há a necessidade óbvia de eletrônica sofisticada para obtermos a alta performance necessária para a reprodução fiel do sinal e mesmo com o uso dela, o sinal irá sofrer alguma degradação. Imaginem então o que acontece ao se usar eletrônica mediana ou então aquela de consumo que se compra no supermercado. Alta resolução é para quem possui equipamento de nível superior e para quem está acostumado a ouvir áudio com qualidade. De nada adianta pegar usuários acostumados a ouvir músicas altamente comprimidas em seu celular e expô-los a um sistema HRA que a maioria não vai perceber a diferença. Necessita-se de iniciação para notar a diferença. O autor costuma citar que HRA é como vinho. É necessário ser iniciado e treinado para se tornar um admirador de produtos de melhor qualidade.

Voltando à questão do desempenho dos equipamentos, a dinâmica e relação sinal-ruído de 145 dB exige demais do restante da cadeia de áudio. Os melhores amplificadores não conseguem chegar lá, assim como as melhores caixas acústicas. Há amplificadores muito bons no mercado com 130-135 dB de relação sinal-ruído, o que é equivalente a 22 bits de resolução, que custam muito caro e ainda assim não conseguem tirar proveito dos 24 bits disponíveis.

Em relação à resposta em frequência, amplificadores de alta resolução chegam facilmente a respostas em frequência de 100 kHz. Existem no mercado nacional amplificadores de alta resolução que chegam muito mais longe, com resposta em frequência de até 300 kHz. Já as caixas acústicas estão muito longe desses valores de resposta em frequência, sendo ainda o elo onde o desempenho deixa mais a desejar.

Abrindo um parêntesis antes de encerrar a coluna, lembro também que esta não é a primeira vez que a indústria de áudio lança produtos de alta resolução. Historicamente, tivemos na década de 90 o lançamento do HDCD (High Definition Compatible Digital), um processo de codificação que melhora a banda dinâmica e sinal-ruído de um CD, mantendo a compatibilidade com os Compact Discs anteriores de 16/44.1.

Esse sistema foi desenvolvido por uma empresa chamada Pacific Microsonics, que posteriormente foi adquirida pela Microsoft. O HDCD codifica o equivalente a 20 bits de dados em um sistema de 16 bits usando uma série de artifícios matemáticos. Muitos players ainda tem a capacidade de decodificar HDCD, e existem muitos títulos ainda no mercado, mas a tecnologia não vingou e foi deixada de lado pelos fabricantes de mídia.

Outra tentativa foi o SACD (Super Audio CD), lançado em 1999. Desenvolvido pelos mesmos fabricantes que desenvolveram o CD (Sony e Philips), o SACD oferece mais qualidade, mais canais e mais tempo de gravação no disco. O que faz o SACD especial é que ele usa uma codificação diferente daquela utilizada nos outros sistemas, que usam PCM. O SACD usa uma técnica chamada de Direct Stream Digital (DSD), que é uma codificação utilizando um único bit. Por usar um único bit, técnicas especiais de minimização de ruído (noise shaping) foram usadas para reduzir o ruído de quantização. A frequência de amostragem é de 2.82 MHz.

Conversores digital-analógicos de 1 bit utilizando a técnica delta-sigma foram desenvolvidos, e essa técnica faz com que a banda dinâmica chegue a 120 dB e a resposta em frequência chegue teoricamente a 100 KHz (na prática o valor mais comum é 50 KHz, em função de uma limitação do padrão). Importante notar que um método de compressão de dados sem perdas foi criado para reduzir o espaço e a banda requeridos pelo DSD para acomodar mais canais, permitindo o uso de 5.1 canais. Esse método é chamado de DST (Direct Stream Transfer). O SACD foi também um formato que não pegou, porém até hoje está em uso pelos audiófilos.

Mais uma tentativa de padrão de alta resolução foi o lançamento, no ano 2000, do DVD-Audio, que é um formato digital para fornecer áudio em alta qualidade num DVD, pelo DVD Forum, uma entidade que reúne fabricantes de produto e de mídia, como um formato para competir com o SACD. O DVD-Audio permite 2 canais em 24/192 ou 5.1 canais em 24/96, sempre em PCM. Também foi um formato que não deu certo.

De toda essa discussão, surgem algumas perguntas que o leitor certamente fará. Formatos antigos de alta resolução não se tornaram sucesso comercial. Por que o HRA daria? Quais são os requisitos mínimos para o sistema HRA? Portáteis permitem desfrutar do HRA? Mesmo tendo eletrônica de qualidade na reprodução, de que adianta o HRA se ouvimos somente até 20 KHz? Essas perguntas são o assunto do próximo mês.

Até lá.



Sumiços

Mais uma vez vamos encontrar nossos amigos na padaria do Mário, aguardando o relógio marcar quinze para as nove, comentando as últimas novidades:

- Coloque a máscara mais para cima, Toninho. Desse jeito vai ficar uma baita entrada de ar junto ao seu nariz!

- Ela cai, Zé Maria! Mas agradeço a sua observação.

- Ainda vamos ter muito tempo de convivência com essas máscaras, sabia?

- Igual a alguns televisores... custam a terminar o ciclo de vida! Ficam nos assombrando por vários anos.

-Pior de tudo é ter de explicar aos proprietários que o seu maravilhoso e ótimo TV não tem mais jeito.

-E estamos justamente com um caso desses! O Philips de Seu Brito continua na mesma...

- Estamos falando sobre o Philips PFL4508, certo?

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

- Ele mesmo, Carlito. Resumindo a história: tivemos de gravar a NAND, que – sabe-se lá o porquê – teve os dados corrompidos. Depois de terminar o serviço, tudo funcionou perfeitamente, exceto...

- Que deixou de ser Smart! Não acessa mais a Internet. E logo o Seu Brito, que adora navegar no Youtube e no Netflix.

- Cheguei a apelar... Tínhamos uma placa da 32 PFL3508 em que o problema era uma trilha partida. Copiei a NAND e gravei naquela do TV do Seu Brito. No final das contas, configura tudo, porém na função Smart, não sai da demonstração.

- Ou seja... Não tem mais jeito!

- Daqui por diante temos de avisar aos clientes que em determinados modelos, no caso de troca do BGA ou gravação de NAND, a função Smart muito provavelmente irá deixar de funcionar.

- Ouvi de um amigo que a Philips tem como dar jeito nesse problema, porém deixaram de informar como é feita a coisa.

- Duvido muito que alguém consiga dar um jeito nisso.

-Tem um jeito... O cliente compra um TV Box, como o MXQ Pro e aí está tudo resolvido! Melhor do que comprar outro televisor.

- Tudo bem, Toninho, mas o problema é que o televisor ao parar, funcionava perfeitamente, acessando a Internet sem qualquer problema. Agora, depois de colocar o TV para funcionar, virou um TV sem Smart! Explica isso ao cliente...

- Vão logo dizer que você “estragou” o seu televisor. Essa conversa é antiga!
-Vamos andando, gente? Quinze para as nove! Temos trabalho pela frente.

-Vou ali ao Caixa pagar a despesa do dia! Deixem comigo!

Já na oficina, era hora de arregaçar as mangas para encarar um Samsung, modelo UN40F6400AG. Segundo está relatado aqui na Ordem de Serviço: funciona normalmente e depois de algum tempo se desliga e liga novamente.

- Ontem à tarde fiz alguns testes, Zé Maria. O TV funcionou quase a tarde toda e depois de mais de quatro horas, do nada, apagou! Enquanto olhava para a tela, voltou a funcionar!

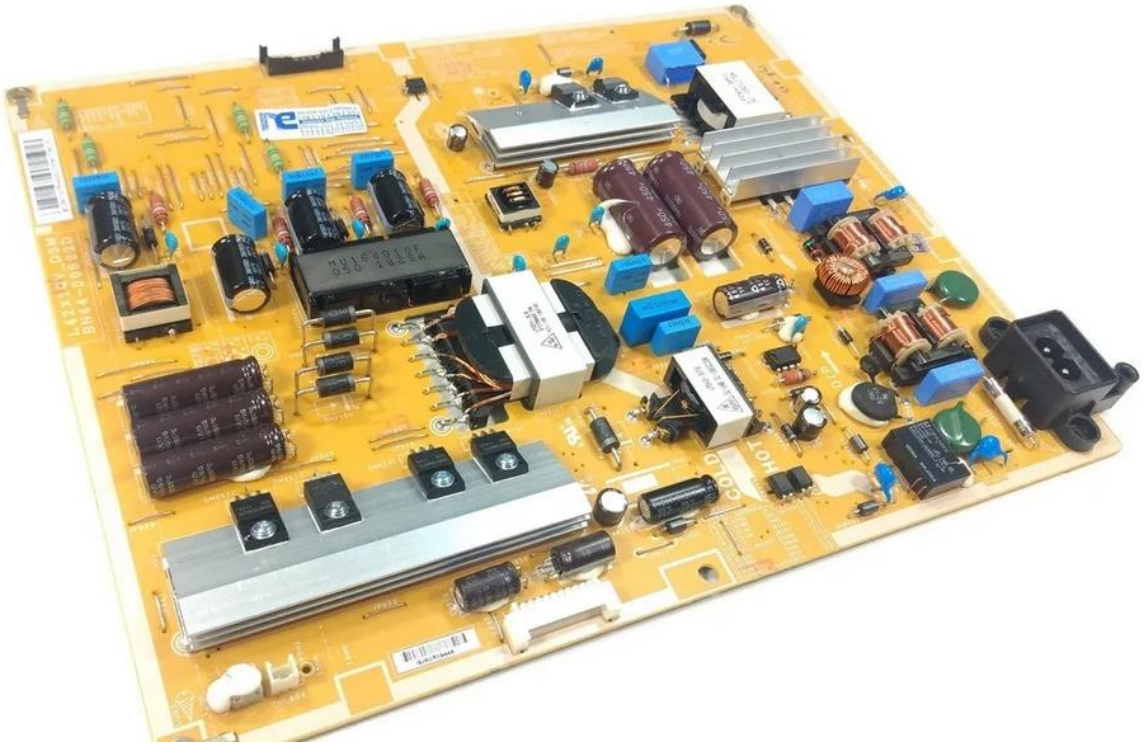
- Segundo ainda o relato da proprietária, o televisor apresentou este defeito ainda na garantia. O técnico do serviço autorizado veio até a residência dela e realizou o reparo, explicando que iria trocar a ponte.

-Provavelmente ele disse fonte, mas como ela não entende das coisas entendeu Ponte!

- Já verificou se os parafusos de aterramento da placa da fonte estão bem apertados?

- Foi a primeira coisa que pensei, Zé Maria!

-Deixe eu fazer uma inspeção na fonte. Chegue um pouquinho para lá!



Fonte Samsung

- Não vejo nada de anormal ou sinais de aquecimento...

- Olhe bem, Toninho! Veja que os pinos deste CI estão um pouco escurecidos.

-Diria que dentro da normalidade, Zé Maria!

- Aposto em um problema de aquecimento ou mau contacto!

- Não vamos perder tempo em suposições. Temos de ter mais informações: Já levantou as tensões aqui neste conector? Vai que exista alguma oscilação ou nível DC fora da normalidade? Ficar olhando não vai conduzir a parte alguma!

- Estamos em época de sumiços... Em uma sumiu o Netflix... Nessa some tudo...
- Retire a placa da fonte, Toninho. Quero examinar a parte inferior com mais atenção!

- Veja antes os parafusos da “Main”. Qualquer falha de aterramento pode acarretar falha no funcionamento do TV.

- Hum... Acho que tenho uma pista, mas vou tentar algo, antes de dizer que já sei quem é o culpado. Deixe comigo... Se tudo der certo, explico para vocês! Só uns quinze minutinhos.

Claro que demorou um pouco mais, porém dali a pouco o televisor foi religado e aí...

- Como dizia aquele personagem de história em quadrinhos: “O Aranha ataca novamente”!

- Conte aí, Carlito. Vamos lá!

- Quando Toninho falou em mau contato, me veio uma ideia: Verificar todos os pontos de conexão. Com o voltímetro, andei medindo a tensão entre a saída dos cabos e as trilhas antes dos conectores. Qualquer tensão, mesmo da ordem de alguns milivolts indicaria um problema de contato.

- E aí aposto que não encontrou nada de errado!

-Pois é, Toninho! Até a hora em que olhei bem para os pinos e aí deparei com os pinos da saída de 12 Volts mais escuros que os demais, que estavam bem brilhantes. O conector dos 5 Volts também tinha sinais de aquecimento. Quando fui observar o próprio conector fêmea, ligado aos cabos, verifiquei que o plástico branco estava com sinais de aquecimento, justamente nas saídas de 12 Volts.

E o que foi feito?

- Para tirar a teima, liguei um fio amarelo na linha de 12V e um vermelho, na linha de 5 Volts, externamente àqueles do conector.

- Então está consertado!

- Não, Toninho... Não posso deixar desse jeito! Vá que algum técnico pegue este televisor e encontre esses dois fios? O que ele vai pensar?

- Está pensando em trocar o cabo, Carlito? Esse TV não é tão novo assim! Onde vai arrumar um chicote de ligações igual a esse?

- Sucata, amigo.... Aquela caixa de papelão que Toninho guarda tudo que iria para o lixo!

- Resumindo: Para resolver o problema desses Samsung que desligam e ligam sozinhos, basta ressoldar os conectores e ligar um fio dos terminais do conector da -fonte e da placa de sinal dos 5VCC e outro fio dos 12VCC interligando as duas PCIs. Tipo um Jumper, não é mesmo?

- Agora: Se você tiver um cabo novo e ressoldar os conectores irá também resolver o problema, Claro!

- Então... Que venha mais um!

Agradecimentos aos técnicos do Fórum Tecnet: Silvano, Daniel, Danichito, Claucinei, Capacheck, Odilon, Marcilio e Andrecon

O Primeiro Capacímetro A Gente Nunca Esquece

Paulo Brites*

Seguindo esta série de *flashbacks* que venho publicando aqui na Revista Antenna, este mês vou **De Volta Para o Futuro** mais uma vez, para chegar ao meu segundo ano do Curso Técnico em de Eletrônica em 1966.

Antes, porém, vou dar uma paradinha em outubro de 1979 para "reabastecer a memória".

Naquela data eu publiquei na Revista Antenna um artigo intitulado Medindo Capacitores com o Multímetro, que o leitor poderá rever **CLICANDO AQUI.**

Mas, como eu disse, é uma "volta para o futuro" na qual pretendo fazer uma "escavação arqueológica" mais profunda no meu cérebro e descrever sucintamente como foi o projeto do meu "verdadeiro" primeiro capacímetro, de 1966, totalmente analógico e não a versão (quase) digital "moderna" de 1979 que já incorporava portas lógicas com circuito integrado.

Antes de começar a "escavação", gostaria de mencionar que os três assuntos que sempre me interessaram mais na Eletrônica foram as medidas, seja de parâmetros de componentes ou nos circuitos, as fontes de alimentação e temas relacionados ao áudio.

Os dois últimos tópicos podem ficar a gosto do freguês, mas o de medidas tem que ser injetado na veia de quem pretende ser técnico.

Nunca me interessei muito por RF e por ironia do "destino" fui parar na Embratel, mas isso é outra história que você pode descobrir, se quiser, lendo **O dia que eu vi um OVNI**.

Voltando ao meu primeiro capacímetro

Existem várias maneiras de se medir a capacitância e a que vou apresentar neste artigo, como eu disse, foi sugerida no 2º do curso técnico pelo meu inesquecível Prof. França.

Não lembro mais se foi um "trabalho valendo nota" ou uma sugestão para quem quisesse fazer. Não vem ao caso, eu fiz.

Infelizmente não tenho mais a montagem elaborada que eu construí incluindo a caixa metálica pintada com a cor cinza e as legendas adicionadas com "letra set".

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

Nem preciso fechar os olhos para que aquele meu primeiro capacímetro, no estilo “eu que fiz”, apareça em minha mente.

Talvez em um “futuro” não muito distante, quem sabe, possamos mandar “direto” do nosso cérebro imagens de coisas que fizemos ou vimos direto, e que ainda estão “presentes” em nossa mente até hoje, para numa impressora 3D. Isto pode ser maravilhoso, ou não.

Viajei? Talvez, mas afinal estou “de volta para o futuro” como no filme de 1985. Por enquanto, fico com o desenho “analógico” da fig. 1 que eu tento reproduzir “escaneando” meu cérebro.

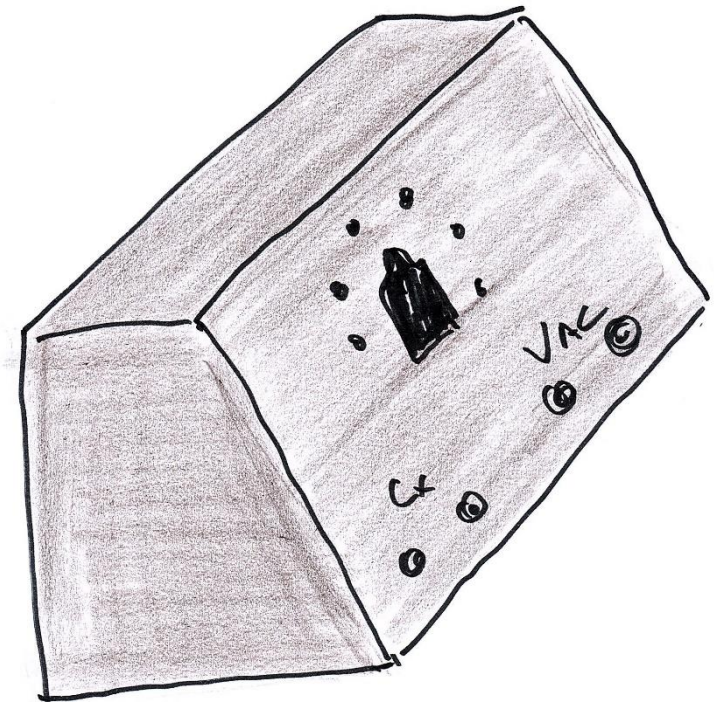


Fig. 1 – Esboço “tosco” da minha montagem

A ideia do projeto

Estávamos a estudar os circuitos de filtros das fontes de alimentação e aprendendo a calcular a tensão *ripple* sobre a carga.

As calculadoras eletrônicas ainda não haviam chegado por aqui e a maneira mais “fácil e rápida” de fazer os cálculos era com régua de cálculo.

O livro texto que usávamos era Eletrônica de Corcoran e Price e lá no capítulo III tínhamos a figura que reproduzo aqui, nomeando-a como fig,2, como mera curiosidade e que serviria também como base para o projeto do capacímetro.

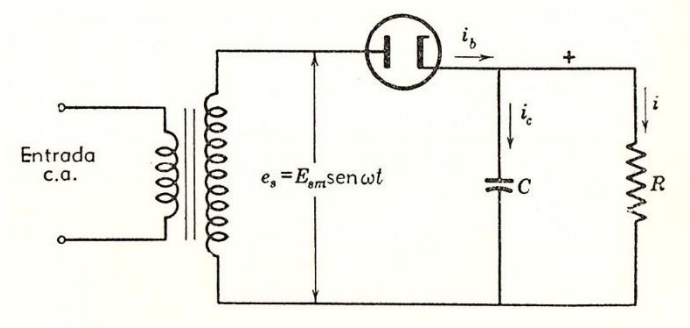


Fig. 2 – Circuito Retificador meia onda com filtro

Se você se assustou ao ver este circuito “estranho” lembre-se de que estávamos em 1966 e quem “mandava no pedaço” eram as válvulas termiônicas.

Ao longo do texto do livro tínhamos todo o procedimento para calcular a tensão de *rípple* que iria aparecer sobre a carga para um determinado valor do capacitor de filtro. Pouparei o leitor daquela matemática, que aparece no livro e “não recomendada para menores de 14 anos”.

Passados tantos anos, hoje eu percebo que o método usado não era muito ortodoxo e tinha algumas inconsistências.

Ousaria afirmar que o Prof. França tinha consciência disso, mas o que ele talvez desejasse mesmo era que nos familiarizássemos com os cálculos usando como subterfúgio uma “aplicação prática”.

Os resultados obtidos através dos cálculos eram colocados numa tabela.

Media-se a tensão de *ripple* com um voltímetro na escala AC como se fosse uma tensão senoidal, o que não é verdade, e íamos na tabela para encontrar o valor do capacitor.

Era preciso acrescentar um capacitor entre a saída do circuito de filtro e o voltímetro para que a tensão DC não chegasse a ele como vemos na fig. 3.

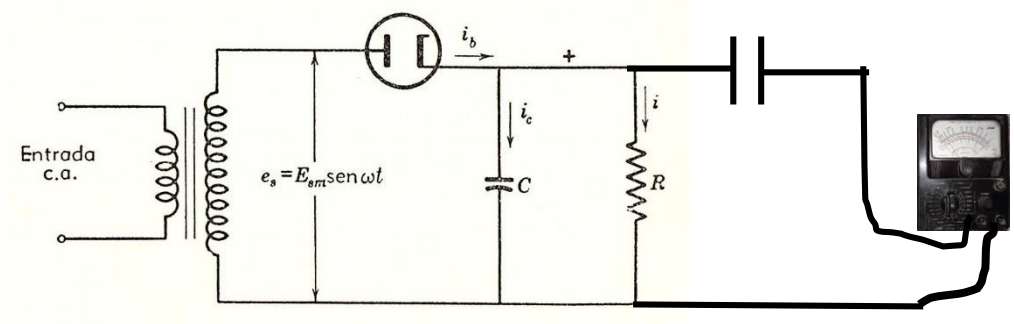


Fig.3 – Medindo o *ripple* com o 320X

Embora a “técnica” empregada não nos “fornecesse” o valor da capacitância com muita acurácia, era melhor do que nada.

Mas, vamos combinar que os capacímetros digitais também têm as suas mazelas. A maioria, senão todos, é um “frequencímetro” disfarçado.

Do “futuro” para o presente

Não quero ser exageradamente saudosista assim e replicar aqui aquele projeto de 1966, onde usei a famosa 35W4 para fazer a retificação e um monte de resistores do “tamanho de um bonde” (naquela época existiam bondes).

Outro problema que aquele meu “primeiro capacímetro” apresentava era que ficava restrito a “medir” capacitores de tensão de isolamento maior que 200V, pois eu não usei o transformador que aparece nas figuras.

Isso para não falar da dissipação de potência no resistor que alimentava o filamento da 35W4.

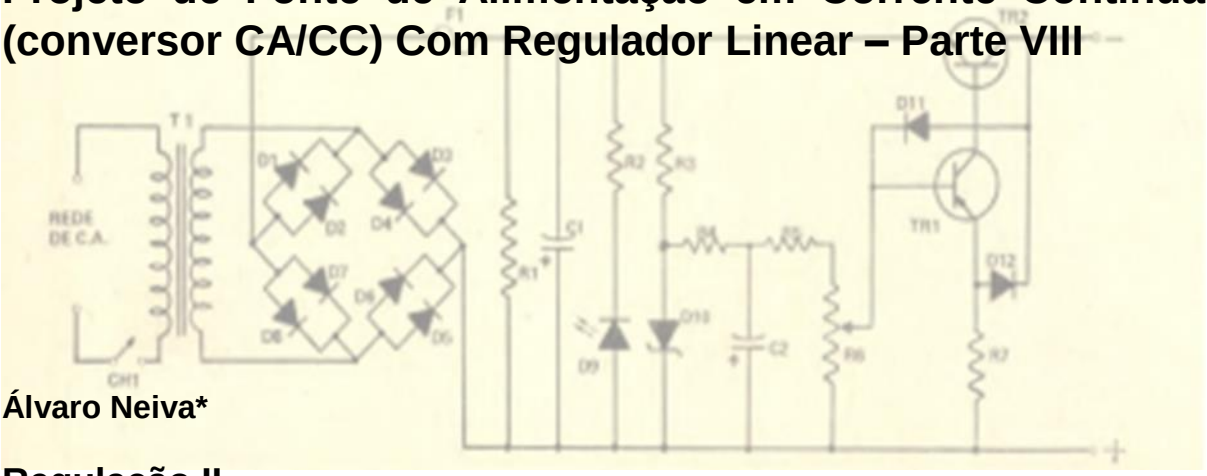
Hoje não faz mais sentido tentar replicar esse projeto, mas ele significou muito para mim.

Através dele e de outros projetos deste tipo eu aprendi que ser técnico é usar a teoria e a criatividade para resolver os problemas que aparecem a nossa frente.

Este está sendo o objetivo desta série de artigos; mostrar que - **nada é mais prático que uma boa teoria -** como disse James Watt.

Mês que vem falarei como conheci a lâmpada série aos 14 anos de idade e como ganhei dinheiro com ela.

Projeto de Fonte de Alimentação em Corrente Contínua (conversor CA/CC) Com Regulador Linear – Parte VIII



Álvaro Neiva*

Regulação II

Regulador Linear, Proteção Contra Curto-Circuito e Sobrecarga.

Diagrama atual do projeto:

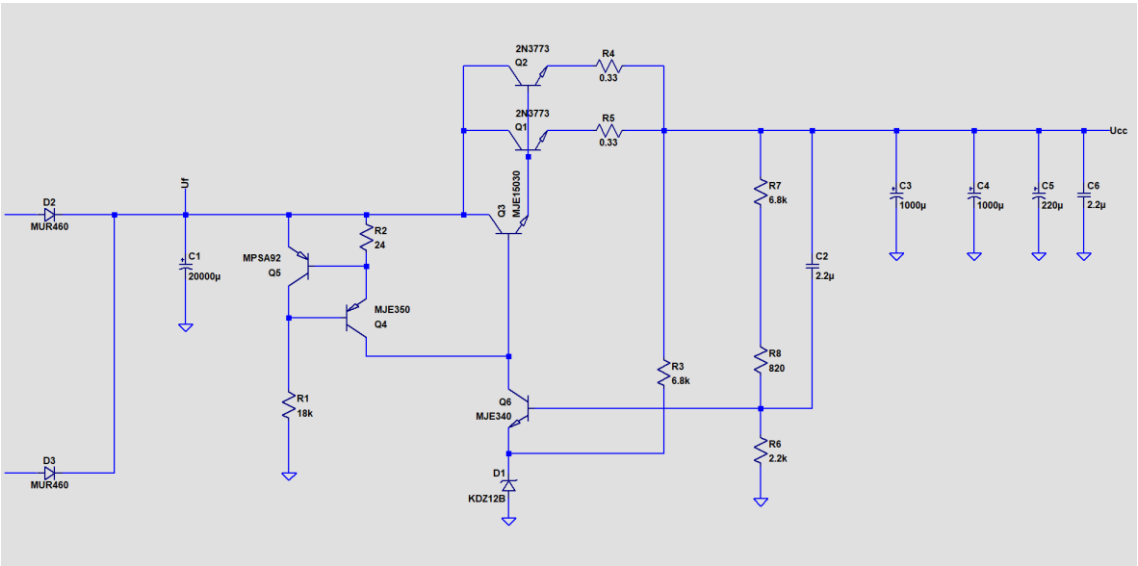


Figura 1

Proteção contra Curto-Circuito

Um curto-circuito é a situação de maior stress para os transistores de passagem, já que a tensão de saída vai ser praticamente zero, levando ao máximo de dissipação com máxima V_{ce}, ($V_{ce} \approx U_{fmáx}$) e essa dissipação não pode exceder os limites da SOA do transistor de passagem. A corrente limite de curto (I_{cct}) por transistor, nessa condição, tem que ser menor do que com a V_{ce} em operação normal, mas com rede CA alta, para não exceder a máxima potência suportável, na máxima temperatura do ambiente e do dissipador toleráveis.

***Engenheiro Eletricista**

A corrente limite em funcionamento normal, maior que a corrente nominal da fonte, deve depender da tensão de saída, de forma que diminua quando a tensão de saída seja reduzida e a Vce aumente.

$$I_{cct} \cdot U_{fmáx} < P_{Dmáx}$$

$$I_{cct} < \frac{P_{Dmáx}}{U_{fmáx}}$$

$$I_{lim} \cdot \left(U_{fmáx} - U_{cc}\right) < P_{Dmáx}$$

Onde $U_{fmáx}$ é a máxima tensão de entrada do regulador sobre C_f.

Da memória de cálculo:

$U_{fmáx} = 85V$ (Obtida anteriormente)

$T_{ambmáx} = 40°C$

$T_{dissipmáx} = 60°C \; a \; 70°C$

Nesse caso, se dissipador for instalado fora da caixa chassis da fonte ou equipamento alimentado, deve-se tomar providencias para evitar o contato acidental com a pele. Caso isso não seja possível, a temperatura máxima do dissipador não deve passar de 65°C, considerando um tempo típico de reação de 0,5s.

J C Lawrence, J P Bull

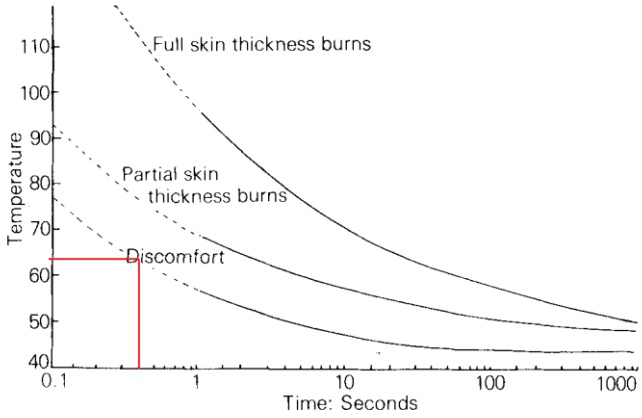


Fig 2. *The relation of time and temperature to cause discomfort and thermal injury to skin*

Downloaded from eim.sagepub.com at PENNSYLVANIA STATE UNIV on May 10, 2016 **Thermal conditions which cause skin burns**

O transistor escolhido:

NPN 2N3773*, PNP 2N6609

Preferred Device

Complementary Silicon Power Transistors

The 2N3773 and 2N6609 are PowerBase™ power transistors designed for high power audio, disk head positioners and other linear applications. These devices can also be used in power switching circuits such as relay or solenoid drivers, DC−DC converters or inverters.

Features

- Pb−Free Packages are Available**
- High Safe Operating Area (100% Tested) 150 W @ 100 V
- Completely Characterized for Linear Operation
- High DC Current Gain and Low Saturation Voltage
  h_{FE} = 15 (Min) @ 8.0 A, 4.0 V
  $V_{CE(sat)}$ = 1.4 V (Max) @ I_C = 8.0 A, I_B = 0.8 A
- For Low Distortion Complementary Designs

MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector − Emitter Voltage	V_{CEO}	140	Vdc
Collector − Emitter Voltage	V_{CEX}	160	Vdc
Collector − Base Voltage	V_{CBO}	160	Vdc
Emitter − Base Voltage	V_{EBO}	7	Vdc
Collector Current − Continuous − Peak (Note 2)	I_C	 16 30	Adc
Base Current − Continuous − Peak (Note 2)	I_B	 4 15	Adc
Total Power Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	150 0.855	W W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	−65 to +200	°C

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits

ON Semiconductor®

http://onsemi.com

16 A COMPLEMENTARY POWER TRANSISTORS 140 V, 150 W

MARKING DIAGRAM



TO−204
CASE 1−07



xxxx = 3773 or 6609
A = Assembly Location
YY = Year
WW = Work Week

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 2 of this data sheet.

*Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

Figura 2

A SOA, (FBSOA, Forward Bias Safe Operating Area), Área de Operação Segura, com polarização direta, em português, a região ativa do transistor bipolar.

NPN 2N3773*, PNP 2N6609

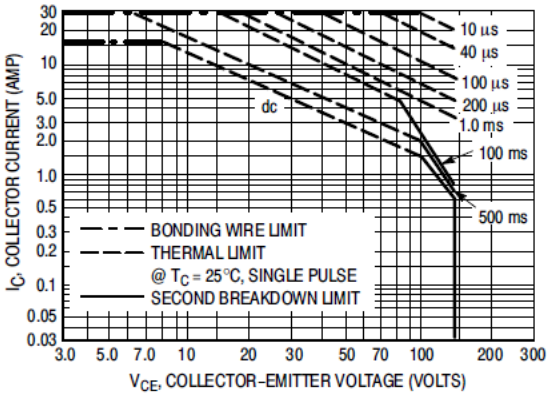


Figure 7. Forward Bias Safe Operating Area

Figura 3

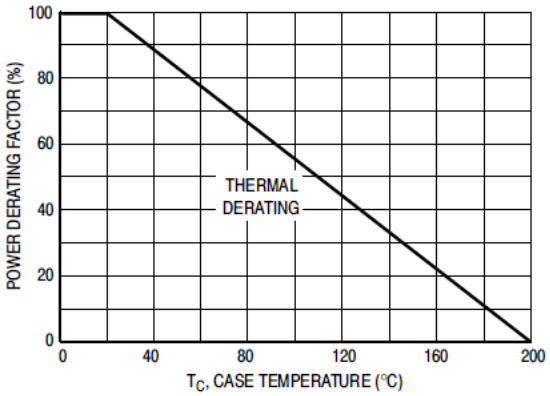


Figure 8. Power Derating

Figura 4

O gráfico de desclassificação, “derating”, já mostra o percentual permitido da potência nominal, para uma determinada temperatura de invólucro. O valor obtido do gráfico mantem a temperatura da junção dentro de seu limite máximo. Isso indica que a primeira coisa a estimar para o projeto vai ser a máxima temperatura do invólucro. Para entender como fazer isso, vamos verificar como a temperatura varia do valor ambiente até a junção.

A passagem de corrente através da pastilha do transistor, cruzando a diferença de potencial existente entre o coletor e emissor, realiza um trabalho que é transformado em calor, elevando a temperatura da pastilha.

O calor produzido vai ser conduzido por vários caminhos para o exterior da pastilha. **A queda de temperatura** entre a pastilha e o ambiente externo é análoga à **queda de tensão** sobre uma série de resistências, ou também podemos dizer que a **diferença de temperatura** é análoga à **diferença de potencial** sobre um resistor elétrico. Esse é o ponto de partida para um **modelo térmico** do sistema transistor-dissipador.

Nesse modelo, o aumento de temperatura a partir da ambiente é representado por uma “resistência “ térmica, R_{th}, com unidade °C/W, por onde circula a potência elétrica dissipada na pastilha do transistor. A potência dissipada será análoga à corrente elétrica.

O produto potência x resistência térmica resulta num acréscimo de temperatura acima da ambiente.

Com 60°C, ficaremos limitados a uns 75% da potência nominal.

$P_{Dmáx} = 0{,}75 \cdot 150 = 112{,}5W$

Então, para o evento de curto-circuito, a corrente limitada pela dissipação seria:

$$I_{cct} < \frac{112{,}5W}{85V} = 1.32A$$

Valor para 1 transistor, em corrente contínua.

A corrente limite em funcionamento normal, limitada pela dissipação, também seria, para um transistor:

$$I_{limpd} < \frac{P_{Dmáx}}{\left(U_{fmáx} - U_{cc}\right)} = \frac{112{,}5}{(85 - 60)} = \frac{112{,}5}{25} = 4{,}5A$$

Isso também em corrente contínua (valor médio).

Mas só se os transistores fossem diretamente montados no dissipador.

Como I_{limpd} é menor que a corrente nominal de saída da fonte (5A) em corrente contínua, já observamos que haverá realmente necessidade de usar mais de um transistor de passagem.

Com dois transistores, a corrente circulante máxima, por cada um, cai para 2,5A e a dissipação para 2,5A x (86-60)V=65W também em cada um. Mas o dissipador de calor vai ter sempre que escoar a dissipação total de 130W.

A colocação de uma mica isolante entre o transistor e o dissipador, provoca um aumento significativo da temperatura do invólucro, acima da temperatura do dissipador. A resistência térmica desses isolantes de mica, mesmo com graxa de silicone, é de, no mínimo, uns 0,5°C/W.

A nova temperatura de invólucro ficará (0,5°C/W x 65 W) = 32,5°C acima da temperatura do dissipador, ou 92,5°C, aproximadamente 93°C, valor suportável por transistores de invólucro metálico, mas que torna indispensável o uso de uma proteção que evite o contato acidental com a pele.

Com 93°C, pelo gráfico, ficaremos limitados a uns 57% da potência nominal.

Então:

$P_{Dmáx} = 0{,}57 \cdot 150 = 86W$, valor acima do valor estimado de 65W.

Portanto podemos continuar nosso projeto com a dissipação por transistor escolhida.

A máxima temperatura de junção, o limite da pastilha, é dada na folha de dados como 200°C, isso porque o encapsulamento é metálico, para os de plástico esse limite será de 150°C.

Para calcular a temperatura da junção, precisamos da resistência térmica entre a junção e a capsula, R_{Thjc}. Olhando a folha de dados, observamos sua ausência. Mas é

dado o fator de desclassificação ou “derating” de 0,855W/°C, usado para a confecção do gráfico usado, o qual é o inverso da resistência térmica R_{Thjc}.

Daí:

$$R_{Thjc} = \frac{1}{0{,}855} = 1{,}17°C/W$$

A partir desse dado, a temperatura de junção vai atingir:

$$T_j = T_{diss} + P_D \cdot \left(R_{Thjc} + R_{Thcd}\right) = 60 + 65 \cdot (1{,}17 + 0{,}5) = 60 + 65 \cdot 1{,}67$$
$$= 60 + 108{,}6 = 168{,}6°C \cong 169°C$$

Ainda podemos acomodar uma temperatura de dissipador de 70°C, chegando a 180°C na junção e ainda ficar 20°C abaixo do limite. Com a temperatura nesse valor chegamos a 90% do valor máximo e não podemos deixar esse valor ser ultrapassado. Já é possível ver qual a dificuldade de se usar reguladores lineares em potências maiores, a sua eficiência. Cabe agora uma avaliação do regime de funcionamento da carga, se constante ou intermitente para definir o uso ou não de mais um transistor em paralelo.

Deixando de lado a questão do dimensionamento do dissipador por enquanto, vamos em frente com nosso sistema de proteção.

Como temos duas correntes limites diferentes para as condições de curto-circuito e sobrecarga, nosso circuito de proteção vai precisar identificar qual das duas condições está ocorrendo. Um exemplo de circuito que aumenta a corrente limite de forma proporcional à tensão de saída é esse:

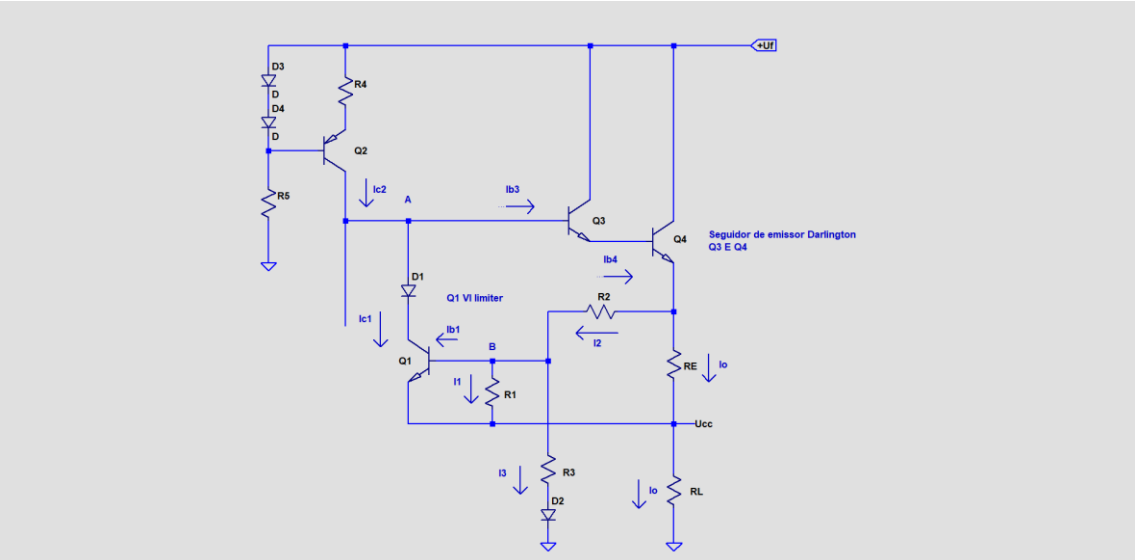


Figura 5

Esse é um limitador do tipo “Foldback” que permite definir duas correntes de limite, uma para curto-circuito (I_{cct}, para U_{CC} =0) e outra para sobrecarga, (I_{lim}, para $U_{CC}\neq 0$), $I_{cct} < I_{máx}$.

Quando ocorre um curto-circuito, $U_{CC} = 0$, a V_{ce} vai ser máxima e próxima do valor de U_f, a tensão retificada de alimentação. A potência dissipada no transistor Q4 nessa condição vai ser aproximadamente:

$$P_D = U_f \cdot I_{cct}$$

A potência dissipada nessa condição será a máxima e tem que ser suportada continuamente ou pelo tempo necessário à atuação de um interruptor térmico ou magnético (disjuntor) que interrompa a circulação de corrente. A proteção do transistor de saída Q4 vai ser feita pela limitação de sua corrente de coletor num valor seguro quando apareça uma situação anormal de funcionamento.

A limitação acontece quando o transistor Q1 começa a conduzir, desviando corrente de base do par Darlington formado por Q3 e Q4. Olhando mais de perto, pode-se identificar a formação de um laço de realimentação negativa que transforma Q1, Q3 e Q4 numa fonte de corrente constante, isso para uma corrente I_O que faça a junção base-emissor de Q1 conduzir, quando a tensão sobre R1 ultrapassar 0,7V. Para analisar o circuito vamos escrever as leis de Kirchoff para os elementos do circuito. Antes convém colocar algumas condições necessárias e que vão facilitar as contas:

$i_{b1MAX} = \frac{2 \cdot i_{C2}}{h_{feQ1}}$
$i_{b1} \ll i_1$
$i_{b1} \ll i_2$
$i_{b1} \ll i_3$
$i_{LIM} \cdot R_E > 0{,}7$ para transistores de silício; i_{LIM}=corrente limite.

Podemos escrever então:
$v_{bQ1} = U_{cc} + i_1 \cdot R_1$
$v_{eQ1} = U_{cc}$
$v_{BEQ1} = v_{bQ1} - v_{eQ1} = i_1 \cdot R_1$
$Quando\ i_O = i_{LIM}$
$v_{BEQ1} = i_1 \cdot R_1 = 0{,}7V = V_{BEON}$
$i_1 = \frac{0{,}7}{R_1}$
$i_1 = i_2 - i_3$

Usando a LKT em torno de R1, R3 e D2
$U_{cc} - V_D - i_3 \cdot R_3 + V_{BEON} = 0$
Se
$V_D = V_{BEON} = 0{,}7V$;

$$U_{cc} - i_3 \cdot R_3 = 0$$
$$U_{cc} = i_3 \cdot R_3$$

Isso mostra que aparece uma tensão sobre R3 igual à tensão de saída, gerando uma corrente i_3 que vai aumentar a queda de tensão sobre R2, reduzindo a tensão sobre R1 e afastando Q1 da condução. Como consequência, será necessária uma corrente maior para iniciar a limitação quando RL ≠ 0 (curto-circuito).

$$i_3 = \frac{U_{cc}}{R_3}$$

Agora, usando a LKC no nó A:

$$i_{b1} + i_1 - i_2 + i_3 = 0$$

Lembrando que ib1 tem que ser muito menor que as outras 3 correntes:

$$i_2 \approx i_1 + i_3$$

Substituindo as equações obtidas anteriormente:

$$i_2 = \frac{0{,}7}{R_1} + \frac{U_{cc}}{R_3}$$

Mas:

$$i_2 = \frac{(U_{cc} + i_O \cdot R_E) - (U_{cc} + 0{,}7)}{R_2} = \frac{i_O \cdot R_E - 0{,}7}{R_2}$$

Quando I_o=I_{lim}, em qualquer condição:

$$\frac{I_{lim} \cdot R_E - 0{,}7}{R_2} = \frac{0{,}7}{R_1} + \frac{U_{cc}}{R_3}$$
$$I_{lim} \cdot R_E = 0{,}7 + \frac{0{,}7 \cdot R_2}{R_1} + \frac{U_{cc} \cdot R_2}{R_3}$$
$$I_{lim} = \frac{0{,}7}{R_E} + \frac{0{,}7 \cdot R_2}{R_1 \cdot R_E} + \frac{U_{cc} \cdot R_2}{R_3 \cdot R_E}$$

Então I_{cct} = I_{lim} (U_{cc}=0) será a corrente de curto-circuito:
$$I_{cct} = \frac{0{,}7}{R_E} + \frac{0{,}7 \cdot R_2}{R_1 \cdot R_E} = 0{,}7 \cdot \frac{(R_1 + R_2)}{R_1 \cdot R_E}$$
$$I_{lim} = I_{cct} + \frac{U_{cc} \cdot R_2}{R_3 \cdot R_E}$$

A expressão acima mostra que I_{lim} vai ser diretamente proporcional à tensão de saída.

$$\frac{I_{lim}}{I_{cct}} = 1 + \left[\frac{U_{cc} \cdot R_1 \cdot R_2}{0{,}7 \cdot (R_1 + R_2) \cdot R_3}\right] = 1 + \left\{\left|\frac{U_{cc}}{0{,}7}\right| \cdot \left|\frac{R_2}{R_3}\right| \cdot \left|\frac{R_1}{(R_1 + R_2)}\right|\right\}$$

$$\left[\left(\frac{I_{lim}}{I_{cct}}\right)-1\right]=\left[\frac{U_{cc}\cdot R_1\cdot R_2}{0{,}7\cdot(R_1+R_2)\cdot R_3}\right]=\left|\frac{U_{cc}}{0{,}7}\right|\cdot\left|\frac{R_2}{R_3}\right|\cdot\left|\frac{R_1}{(R_1+R_2)}\right|$$
$$I_{lim}>I_{cct}$$

Para atender às restrições sobre I_{bQ1}:

$$\frac{2\cdot i_{C2}}{h_{feQ1}}\ll\frac{I_{lim}\cdot R_E-0{,}7}{R_2}-\frac{U_{cc}}{R_3}-\frac{0{,}7}{R_1}$$

Atribuindo valores para I_{cct} e I_{lim} e R_E é possível determinar valores para R1, R2 e R3. No nosso caso:

$$I_{cct}\leq 1{,}32A$$

Outra condição será:

$$I_{lim}=k\cdot I_{omáx}$$

$I_{omáx}$ é a corrente máxima de saída, em funcionamento normal.

O fator k é um fator de sobrecarga. Podemos usar 10% ou 20%, então 1,1<k<1,2
Como estamos usando dois transistores em paralelo:

$$I_{lim1Tr}=\frac{k\cdot I_{omáx}}{2}$$
$$\frac{I_{lim1Tr}}{I_{omáx}}=\frac{k}{2}$$
$$I_{omáx}=5A$$

Escolhemos k

$$k=1{,}1$$
$$I_{lim1Tr}=\frac{1{,}1\cdot 5}{2}=\frac{5{,}5}{2}=2{,}75A$$
$$I_{limpd}>I_{lim1Tr}$$
$$I_{cct1Tr}=\frac{I_{cct}}{2}=0{,}66A$$
$$\frac{I_{lim1Tr}}{I_{cct1Tr}}=\frac{2{,}75}{0{,}66}=4{,}17$$

$$\left[\left(\frac{I_{lim}}{I_{cct}}\right)-1\right]=\left[\frac{U_{cc}\cdot R_1\cdot R_2}{0{,}7\cdot(R_1+R_2)\cdot R_3}\right]=\left|\frac{U_{cc}}{0{,}7}\right|\cdot\left|\frac{R_2}{R_3}\right|\cdot\left|\frac{R_1}{(R_1+R_2)}\right|$$
$$[4{,}17-1]=3{,}17=\left|\frac{U_{cc}}{0{,}7}\right|\cdot\left|\frac{R_2}{R_3}\right|\cdot\left|\frac{R_1}{(R_1+R_2)}\right|$$

$$\frac{U_{cc}}{0{,}7} = \frac{60}{0{,}7} = 85{,}7$$
$$3{,}17 = 85{,}7 \cdot \left|\frac{R_2}{R_3}\right| \cdot \left|\frac{R_1}{(R_1 + R_2)}\right|$$
$$0{,}037 = \left|\frac{R_2}{R_3}\right| \cdot \left|\frac{R_1}{(R_1 + R_2)}\right|$$

Se eliminarmos R1, a queda de tensão sobre RE com I_{lim} vai ser mais próxima de 0,7V, reduzindo a perda em RE, já que R1 e R2 formam um divisor de tensão.

$$R_1 \to \infty, \frac{R_1}{(R_1+R_2)} \to 1$$
$$0{,}037 = \left|\frac{R_2}{R_3}\right|$$
$$R_3 = \frac{R_2}{0{,}037} = 27 \cdot R_2$$

A corrente i_3 vai ser

$$i_3 \cong \frac{U_{cc}}{R_3} \gg i_{bQ1}$$
$$i_3 \cong 10 \cdot i_{bQ1máx}$$

Então, para uma corrente de 25mA na fonte de corrente pré-reguladora e um H_{FE} de 50 no transistor Q1:

$$i_3 \cong 10 \cdot 0{,}5mA = 5mA$$
$$R_3 = \frac{U_{cc}}{i_3} = \frac{60}{0{,}005} = 12k\Omega$$
$$R_2 = \frac{R_3}{27} = \frac{12000}{27} = 444\Omega \cong 470\Omega$$
$$R_E = \frac{0{,}7}{I_{cct1Tr}} = \frac{0{,}7V}{0{,}66A} = 1{,}1\Omega$$ (Podem ser 2 resistores de 2,2Ω em paralelo)

Em Q1, devemos usar um transistor de média potência (1W a 10W) para evitar uma V_{BE} maior que o esperado e reduzir a tensão de saturação. A f_T de Q1 deve ser maior ou igual à de Q3 para evitar oscilações indevidas. A Vce de Q1 também deve ser compatível com U_f, embora ele não vá suportar mais que alguns volts, correspondentes à V_{BE} do par Darlington de saída mais a tensão sobre R_E.

Escolhemos para Q1 um BD139.

Circuito simulado (para curto):

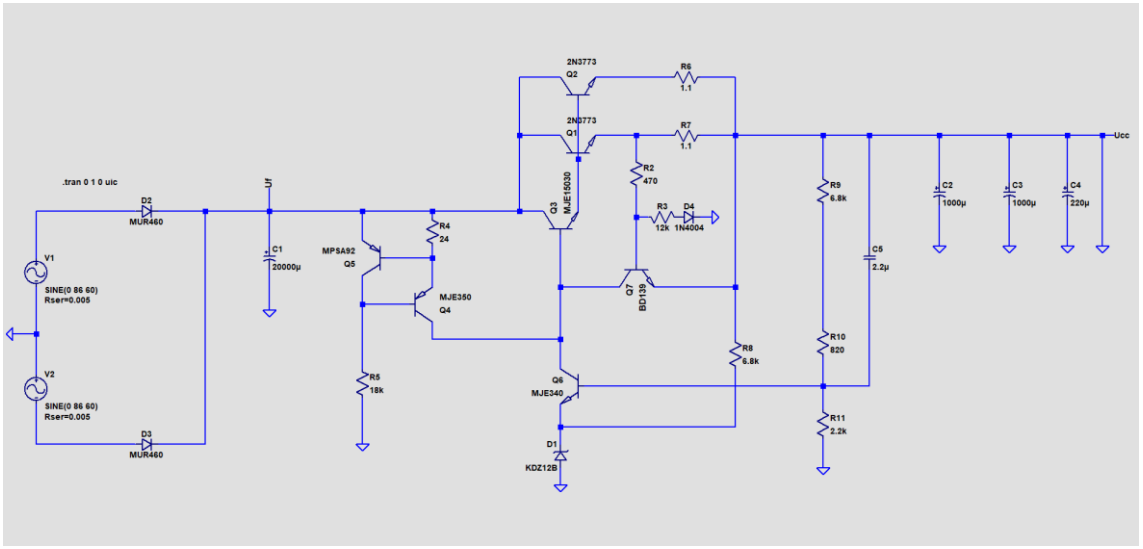


Figura 6

Resultados:

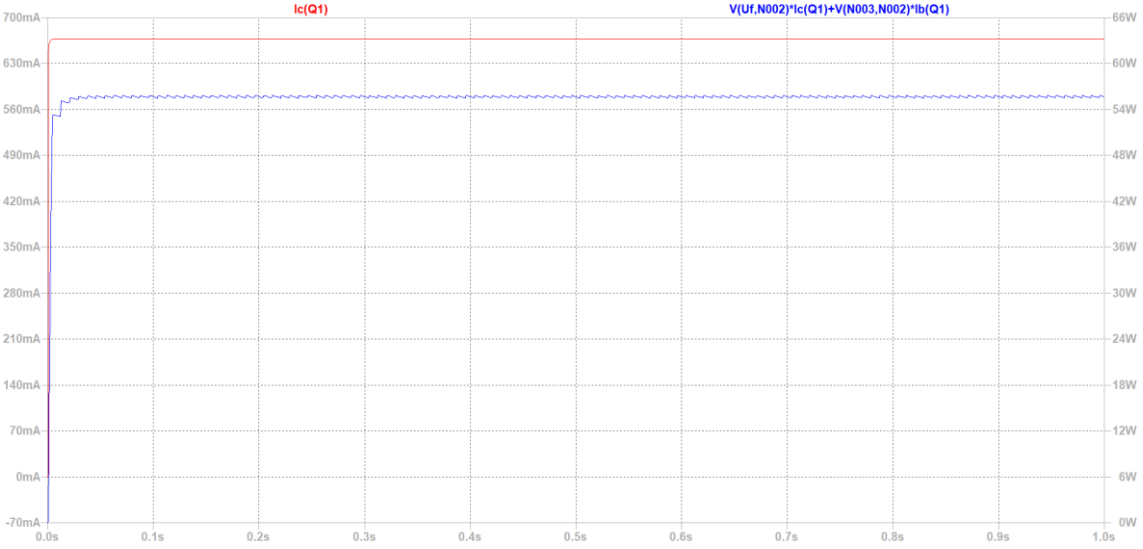


Figura 7

I_{cct}= 0,667A

P_D = 55W

Testando uma sobrecarga de 10%

Circuito simulado com 0,9 RL ou aproximadamente 10% de sobrecarga:

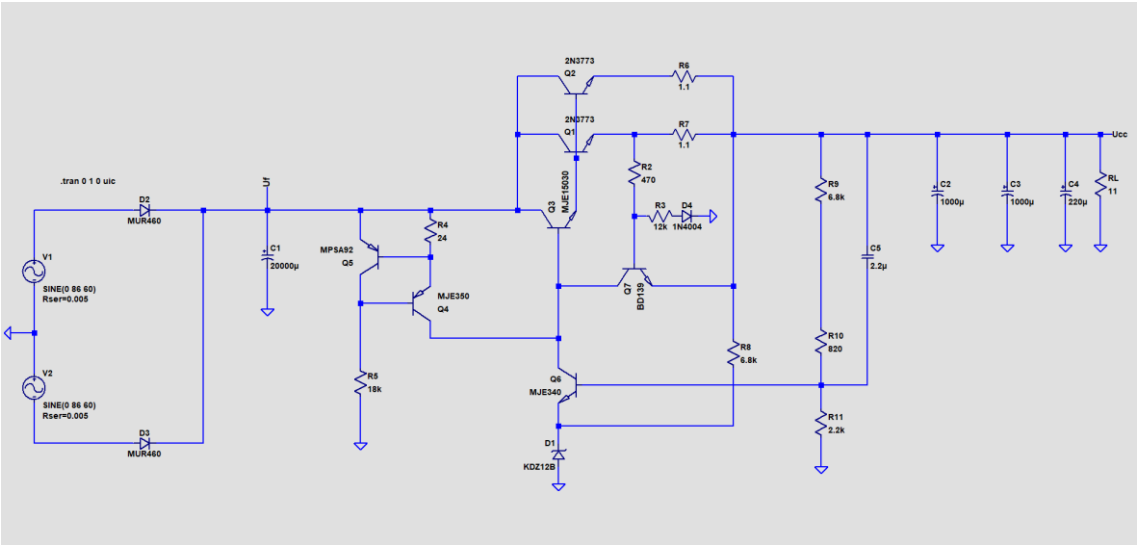


Figura 8

Resultados

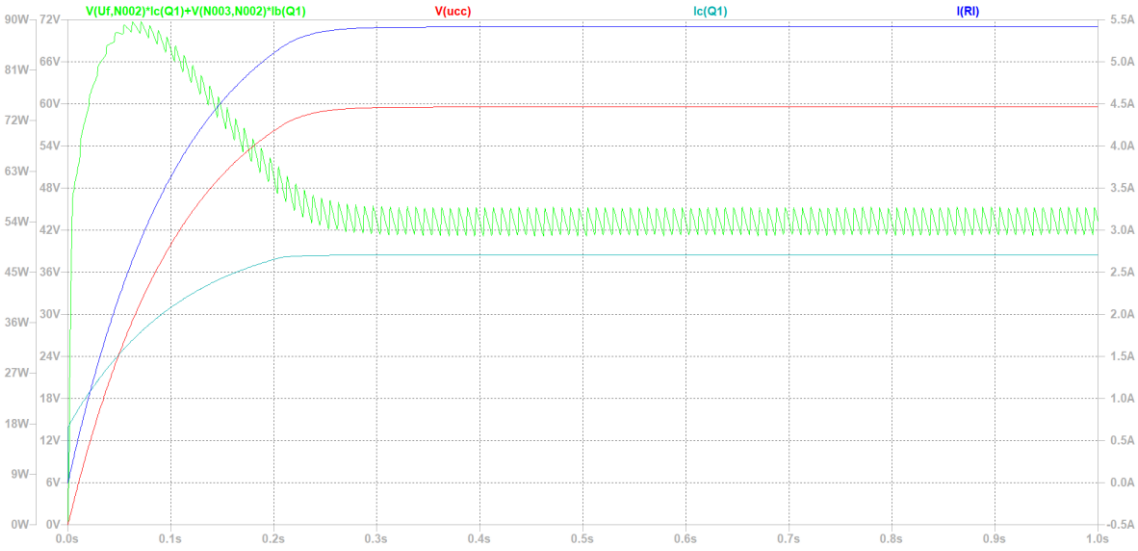


Figura 9

I_{cQ3}=2,7A

I_{out}= 5,4A

U_{cc}=59,5V

P_D= 54W por transistor em valor médio.

O valor máximo de 90W aconteceu durante a carga dos capacitores na saída e demorou 0,2 s para atingir o valor médio.

A potência dissipada caiu porque aumentou a queda de tensão sobre RE e com o aumento de corrente a tensão U_f também cai um pouco mais.

Simulação da variação da corrente limite com uma resistência de carga variável:

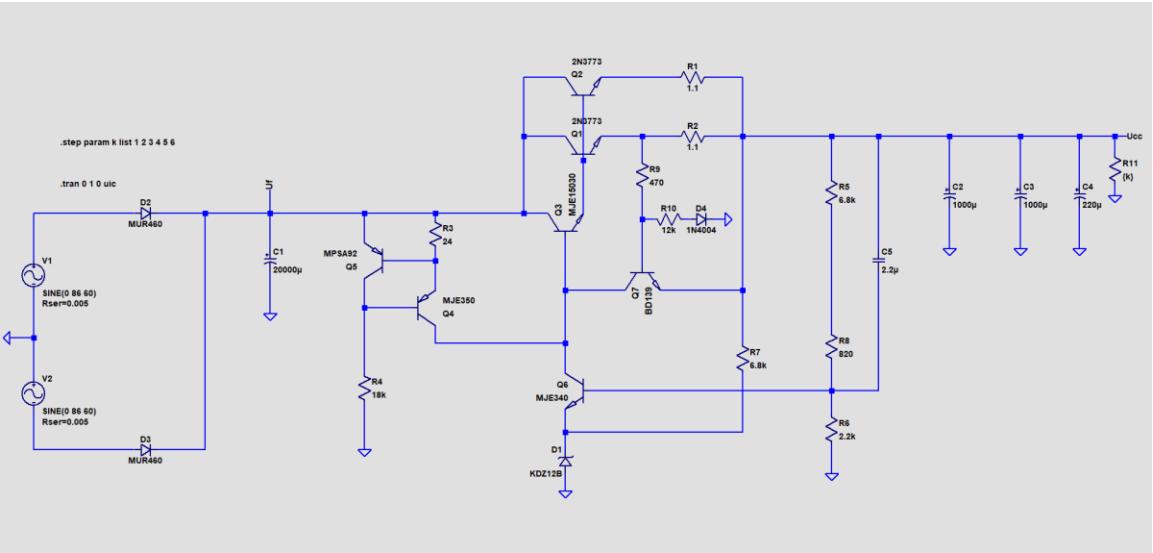


Figura 10

V(U_{cc}) é a tensão de saída da fonte, para uma resistência de carga entre 1 e 12 ohms, variada em passos de 1 ohm. U_f é a tensão retificada, para rede alta.

Ação da limitação de corrente:

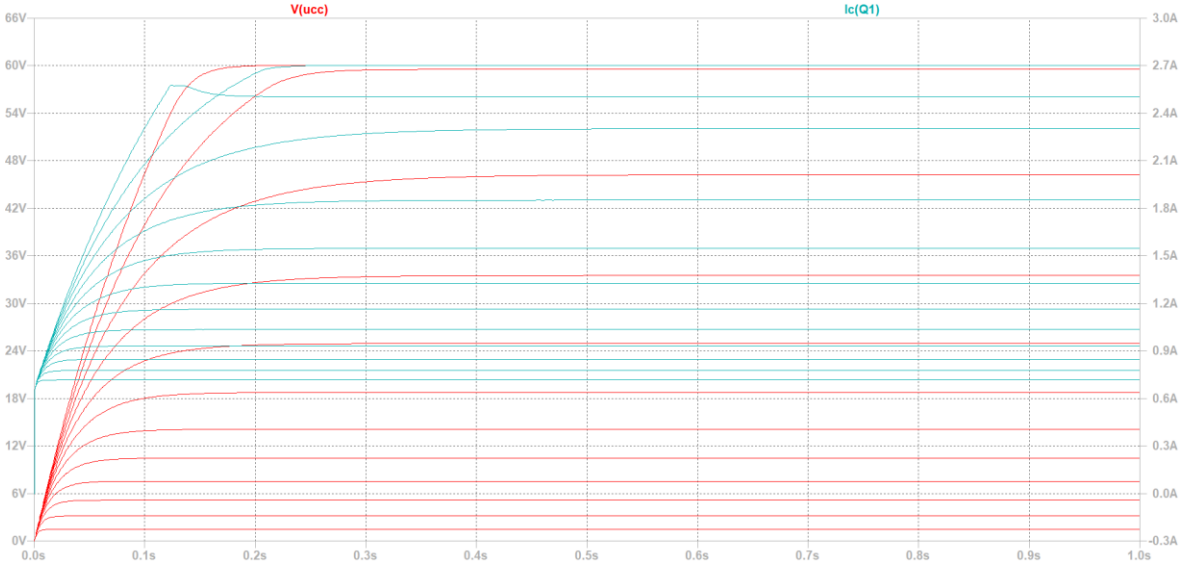


Figura 11

Mostrando a potência dissipada:

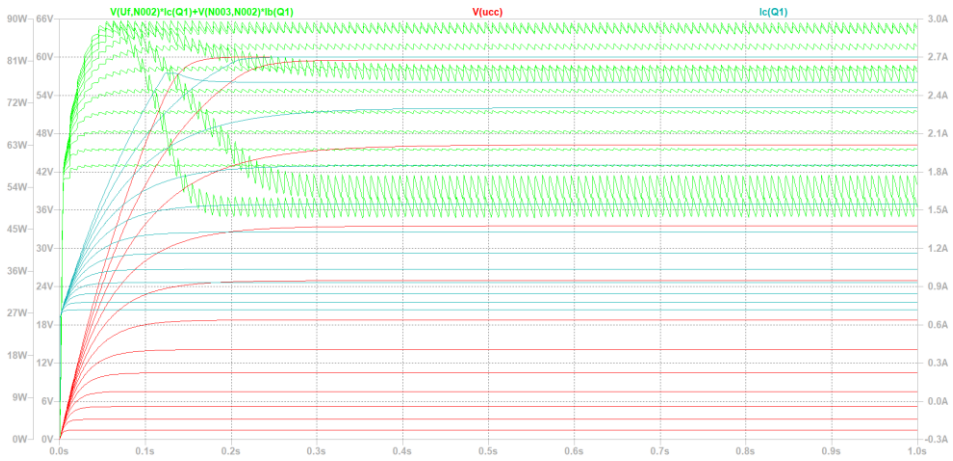


Figura 12

A máxima potência dissipada chegou a 90W aproximadamente, cerca de 50% acima do desejado e inaceitável.

A tensão de saída cai de forma proporcional à variação da resistência de carga depois que essa se reduz acima dos 10% de tolerância, mostrando a transformação da fonte de tensão constante em fonte de corrente constante. Até 10% de sobrecarga a tensão de saída não cai mais que 1%. Acima disso, a corrente vai sendo reduzida até ficar constante em 0,7A.

Mas $P_D=I_c.V_{ce}$ e limitar a corrente apenas pode permitir que o limite de dissipação esperado por transistor (65W) seja excedido, devido ao aumento da Vce, inclusive pelo aumento da tensão Uf devido à redução da corrente de saída do retificador.

Introduzindo informação da Vce no limitador de corrente, o que pode ser feito por um resistor (R12) entre U_f e a base de Q1, vai tornar possível limitar a potência de forma mais eficiente, mas ainda assim insuficiente para limitar a potência dissipada a menos que 70W com rede CA alta (+10%).

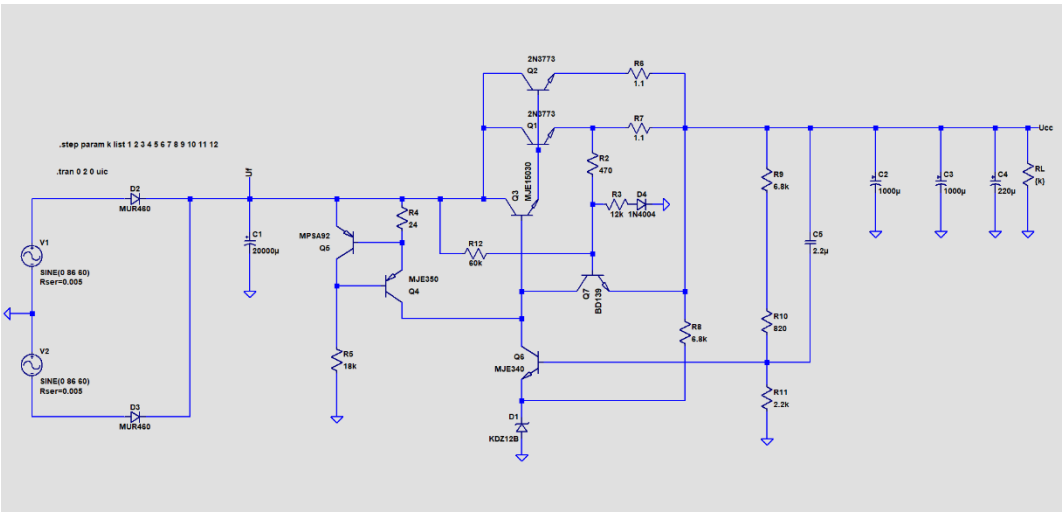


Figura 13

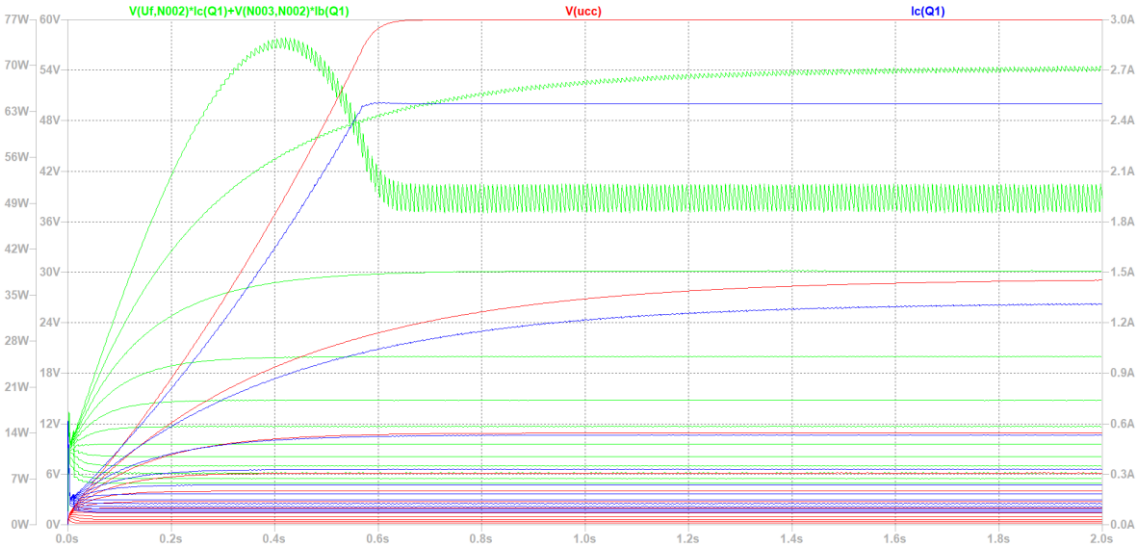


Figura 14

Aqui, o gráfico em verde mostra que a dissipação máxima foi limitada a aproximadamente 70W, em qualquer condição, ainda mais de 5% acima do desejado.

Uma forma adicional de lidar com a Vce como limitação da potência dissipada, é reduzir a corrente da fonte que fornece corrente para a base do Darlington de saída e amplificador de erro a partir de uma Vce limite.

Isso foi feito abaixo através do diodo zener D5 e resistor R13 no diagrama a seguir:

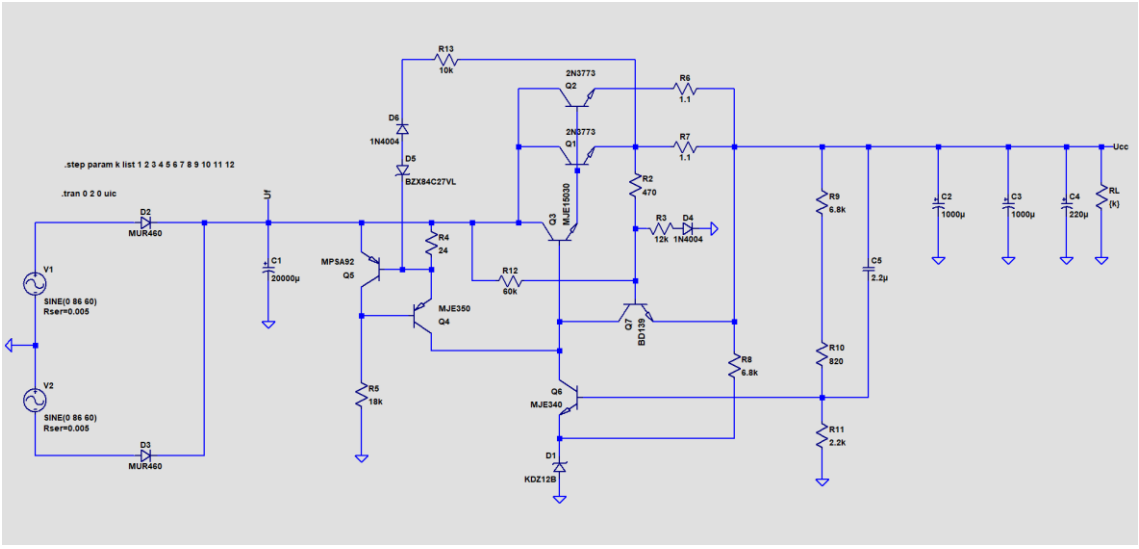


Figura 15

Resultados:

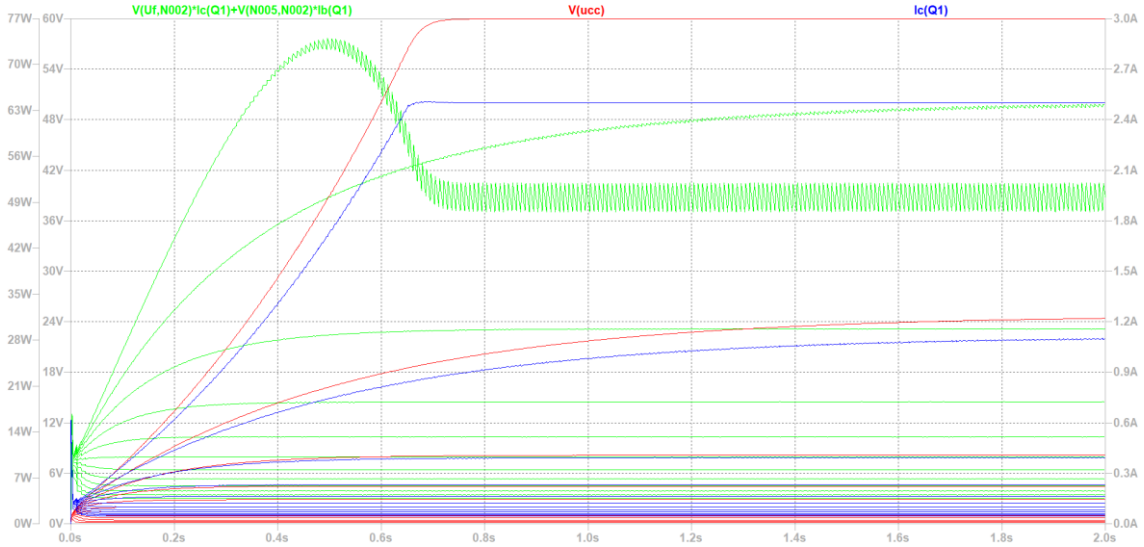


Figura 16

Agora a dissipação ficou em torno de74W, no máximo, durante 0,2 s apenas, ao ligar o circuito e com a carga nominal de 12Ω. Nessa condição, a temperatura do dissipador será a ambiente e a operação segura. Mas ainda falta definir o dissipador e ventilação.

Um efeito colateral foi a introdução de uma rampa de 0,7s na tensão de saída, que pode ser até benéfica em algumas aplicações. A rampa acontece devido à carga dos capacitores de saída por corrente constante. Essa proteção pode ser ajustada, ou então alterada, mudando o circuito, para desligar a fonte completamente. De fato, o curto, com os valores mostrados do zener e R13, praticamente desliga a saída.

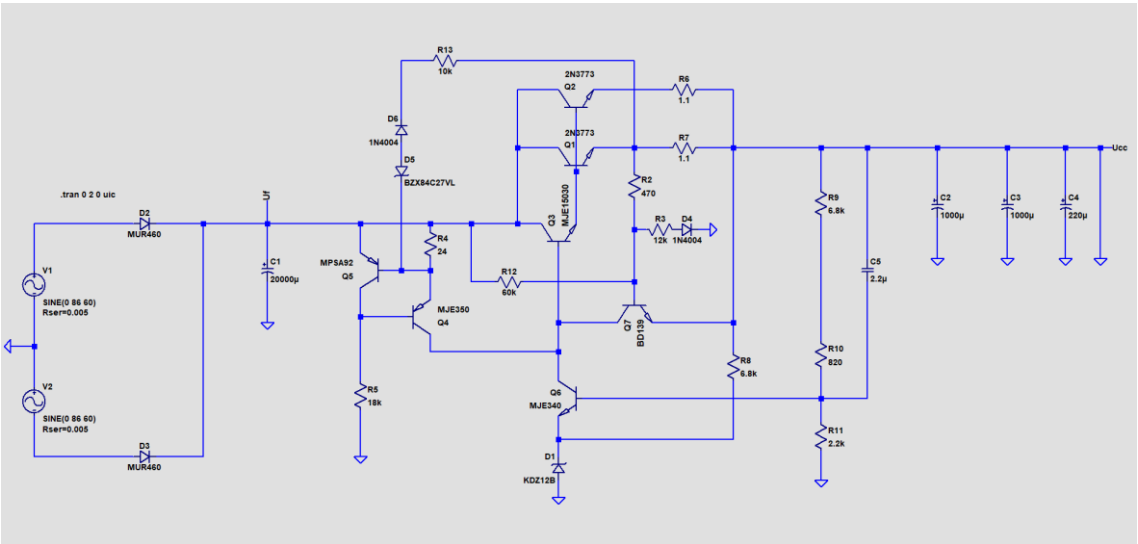


Figura 17

Resultado:

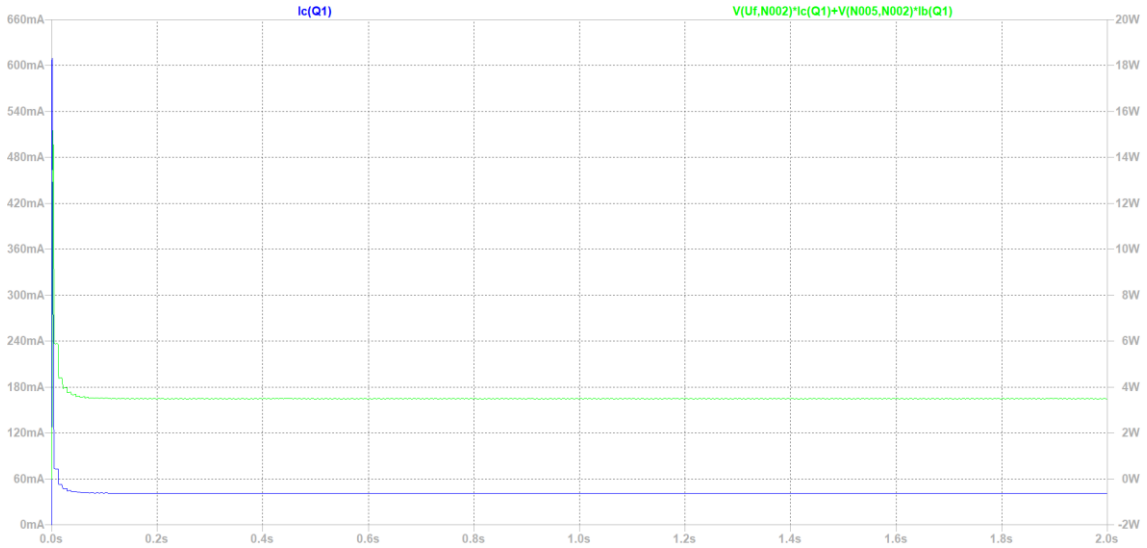


Figura 18

Vamos detalhar na próxima edição o dimensionamento do resistor R12 e descobrir como lidar com cargas variáveis e com corrente impulsiva como os amplificadores em classe AB ou B.

E por final, como especificar o dissipador corretamente.

Também vamos ver como ampliar as capacidades de tensão, corrente e potência de reguladores lineares integrados.

Até a próxima!

Referências:

1. MILLMAN, Jacob; HALKIAS, Christos. **ELECTRONIC DEVICES AND CIRCUITS**. 1ª edição. International Student Edition: McGraw-Hill Kogakusha LTD; 1967.
2. BOYLESTAD, Robert L.; NASHELSKY, Louis. **DISPOSITIVOS ELETRÔNICOS E TEORIA DE CIRCUITOS**. 11ª edição. Pearson Education do Brasil LTDA; 2013.
3. BOHN, Dennis et al. **AUDIO HANDBOO**K. 1ª edição. National Semiconductor Corporation; 1976.
4. CIPELLI, ANTONIO MARCO VICARI; SANDRINI, WALDIR JOÃO. **TEORIA E DESENVOLVIMENTO DE PROJETOS DE CIRCUITOS ELETRÔNICOS**. 4ª edição. Distribuidora de Livros Érica LTDA; 1980.
5. National Semiconductor Corporation. **NATIONAL POWER IC'S DATABOOK**; 1995.

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



E um pouco mais de Teoria de Circuitos...

Álvaro Neiva*

Circuitos de Filtro e Equalização: Síntese

Usando o comportamento em função da frequência das impedâncias e admitâncias.

Resolvendo o exercício proposto na edição anterior, vamos ver qualitativamente o comportamento dos circuitos mostrados nas figuras de número 76 a 81, dizendo seu comportamento em CC e frequências muito altas e que tipo de filtro deve ser realizado (passa altas, passa baixas, passa faixa ou rejeita faixa...).

Primeiro o circuito mostrado na Figura 76 do número anterior.

Em CC, f=0

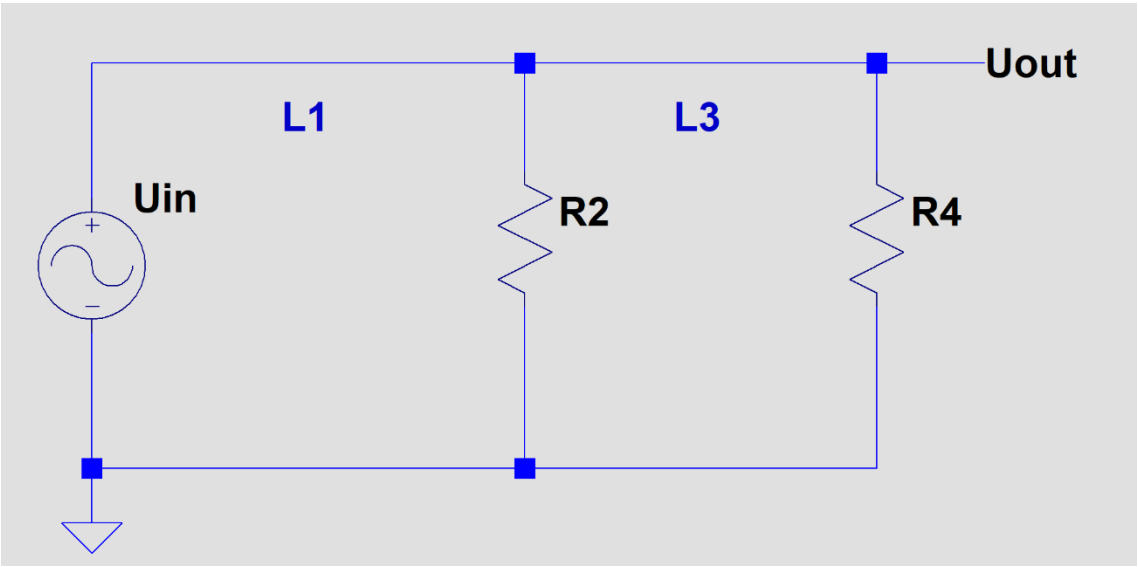


Figura 82

***Engenheiro Eletricista**

Fica aparente que Uin=Uout, não há perda ou atenuação e a resistência equivalente vista pela fonte de sinal vai ser R2//R4, R2 em paralelo com R4.

Para frequências altas:

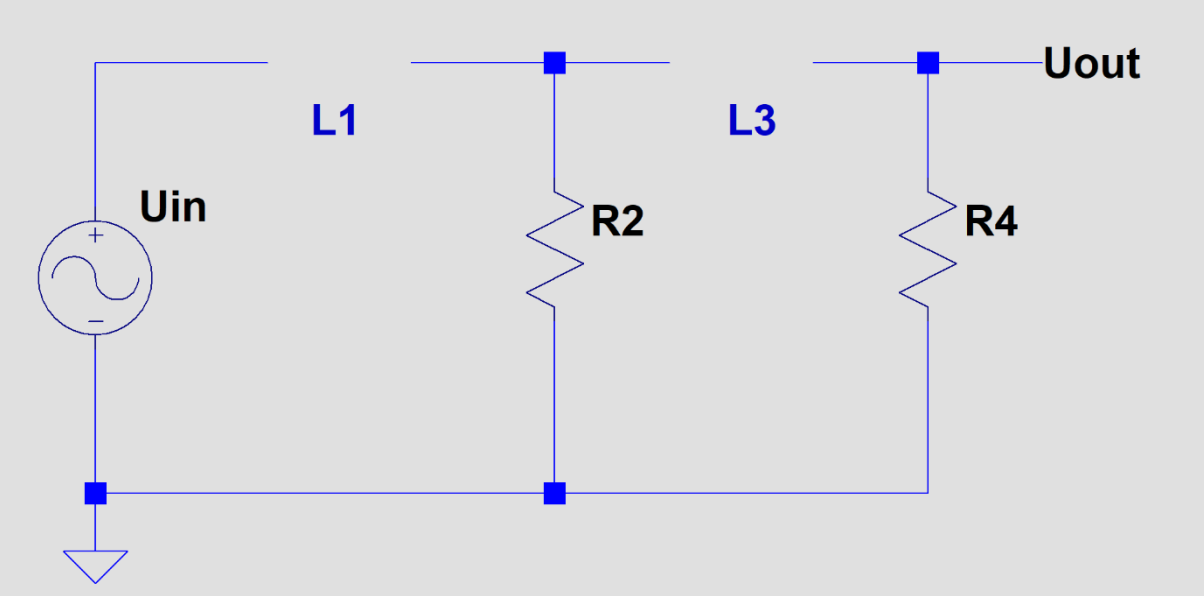


Figura 83

Fica aparente que Uout=0, e a resistência vista pela fonte de sinal vai ser muito alta.

Isso indica um comportamento passa-baixas no circuito.

Para o circuito da figura 77, o comportamento em CC vai ser:

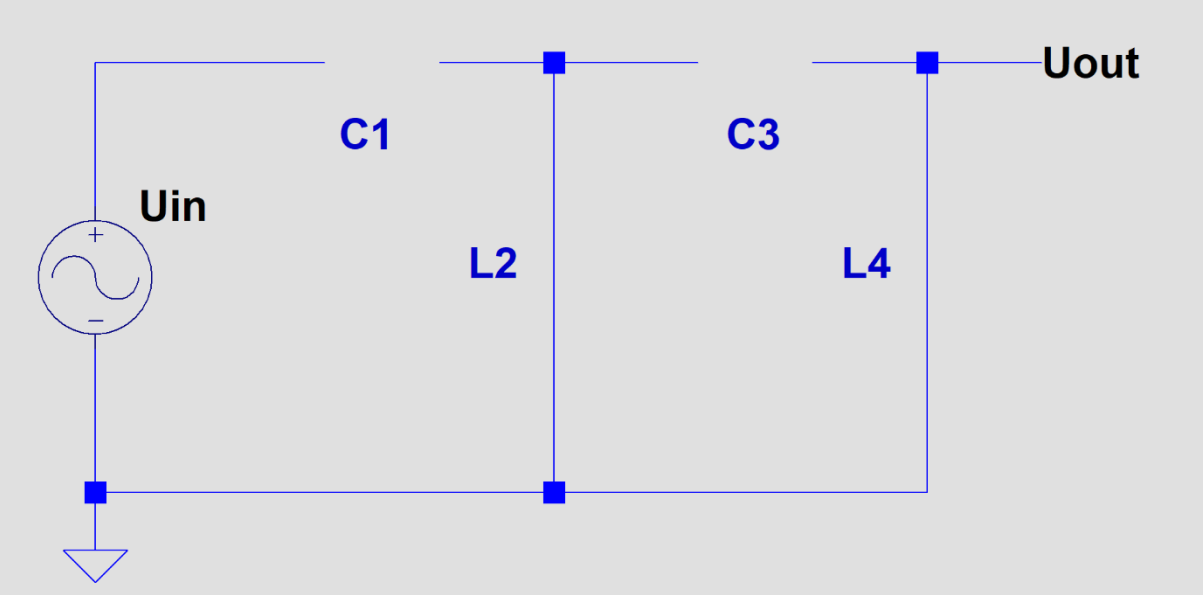


Figura 84

A tensão de saída vai ser zero em CC, f=0, um comportamento passa-altas.

Em frequências muito altas, o circuito fica assim:

Nenhuma atenuação, confirmando o comportamento passa altas.

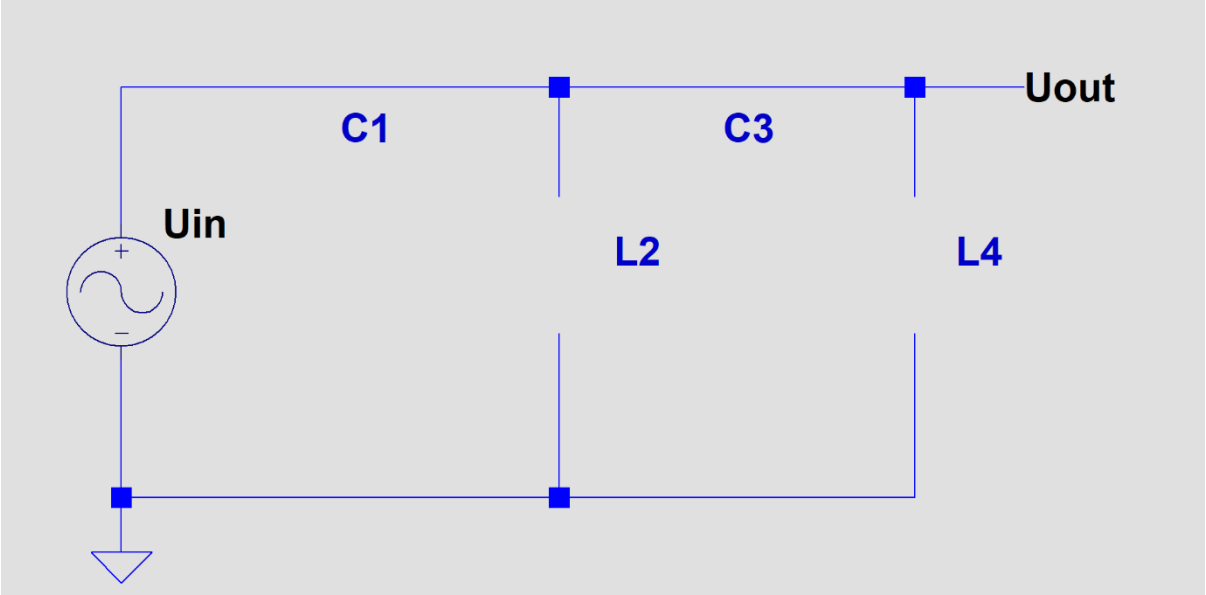


Figura 85

Na figura 78 do número anterior, um circuito com a mesma forma do outro, mas que tem apenas resistores e capacitores, um tipo de rede ou circuito chamado RC.

Observem a diferença de comportamento em CC.

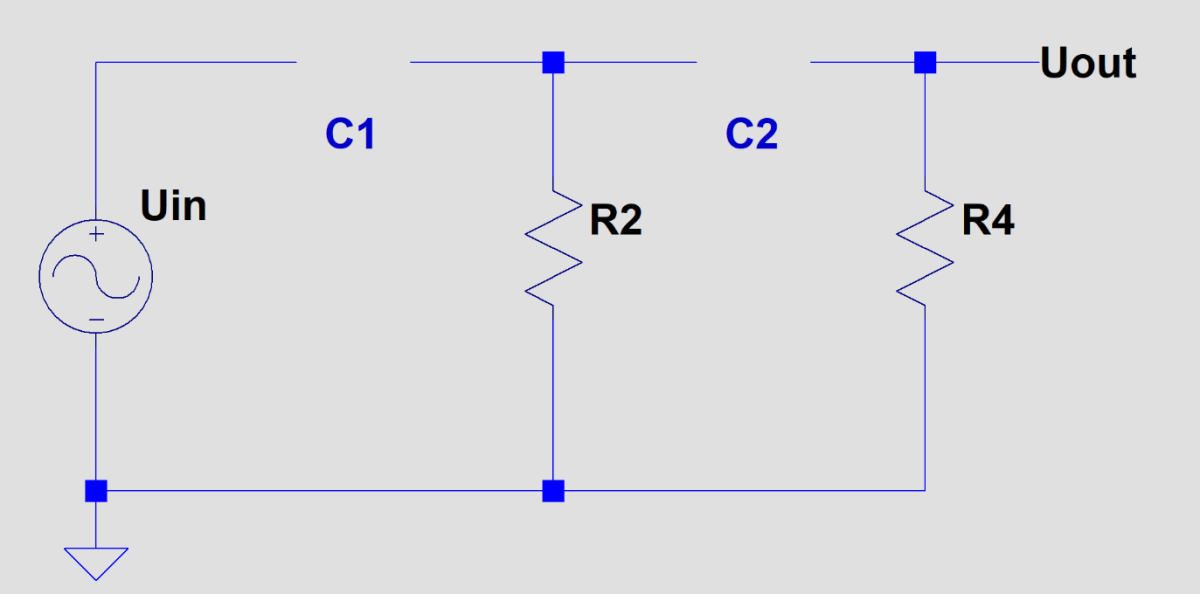


Figura 86

Na figura 79 do número anterior, um circuito com a mesma forma do anterior, com apenas resistores e capacitores, mas com indutores no lugar dos capacitores.

Observem a diferença de comportamento em CC.

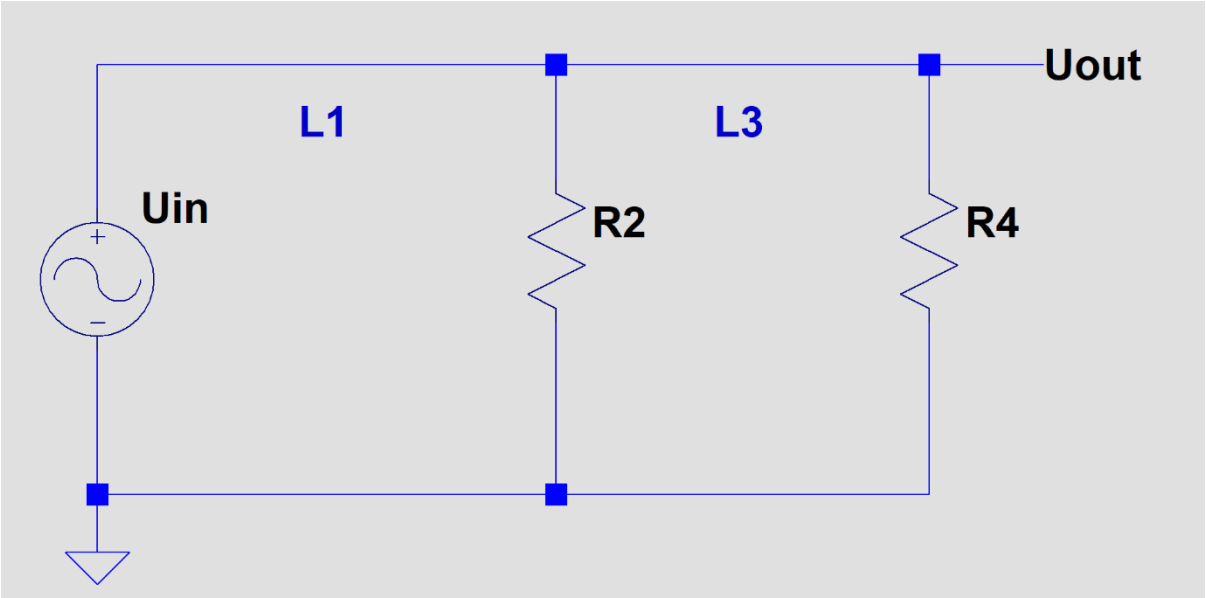


Figura 87

Na figura 80 da edição anterior, um circuito com a mesma forma do circuito da figura 77, mas com indutores no lugar dos capacitores e vice-versa, isso vai mudar o comportamento de passa-altas para passa-baixas.

Na figura 81 da edição anterior, um circuito LC com uma seção conectada como passa-baixas e, **em cascata**, um circuito conectado como passa-altas, formando um filtro passa-faixas.

Chamamos de cascata a conexão de blocos de circuito de forma que a tensão de saída de um seja a tensão de entrada de outro.

A principal diferença entre os circuitos de filtros passivos, com um único tipo de reatância, capacitiva ou indutiva, e aqueles com os dois tipos é a taxa de atenuação em função da frequência. A quantidade de reatâncias está ligada à inclinação da resposta em frequência, ou a chamada ordem do circuito.

Outra diferença, tão importante quanto a primeira, é a inexistência de ressonância, que é o aumento da amplitude de tensão ou corrente, numa determinada frequência e numa faixa em torno dela.

Exemplo de filtro RC apenas:

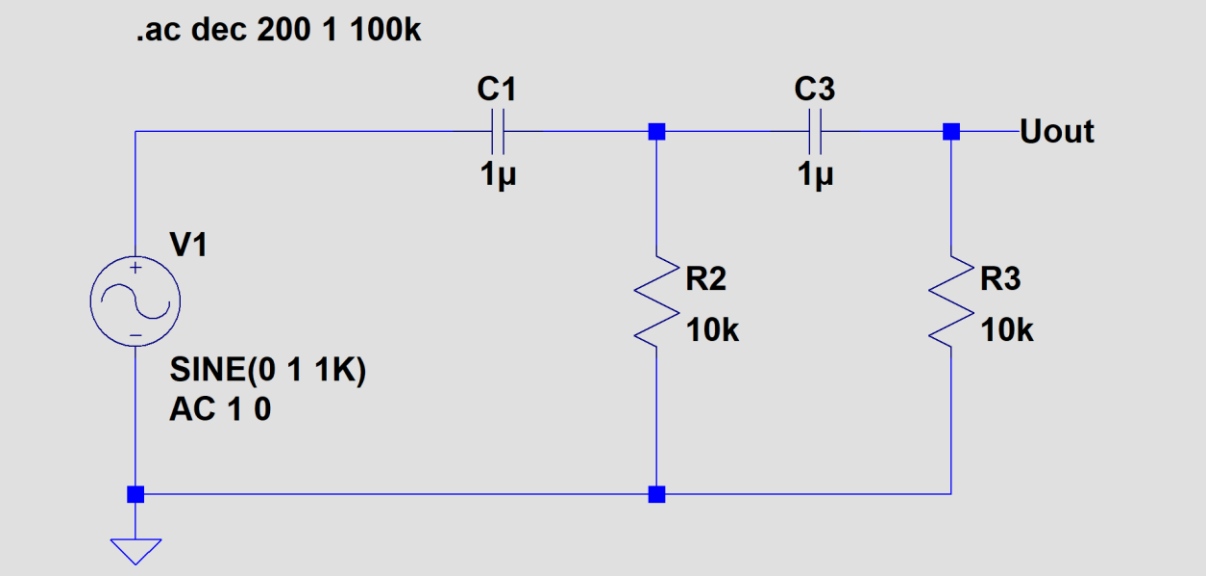


Figura 88

Resposta

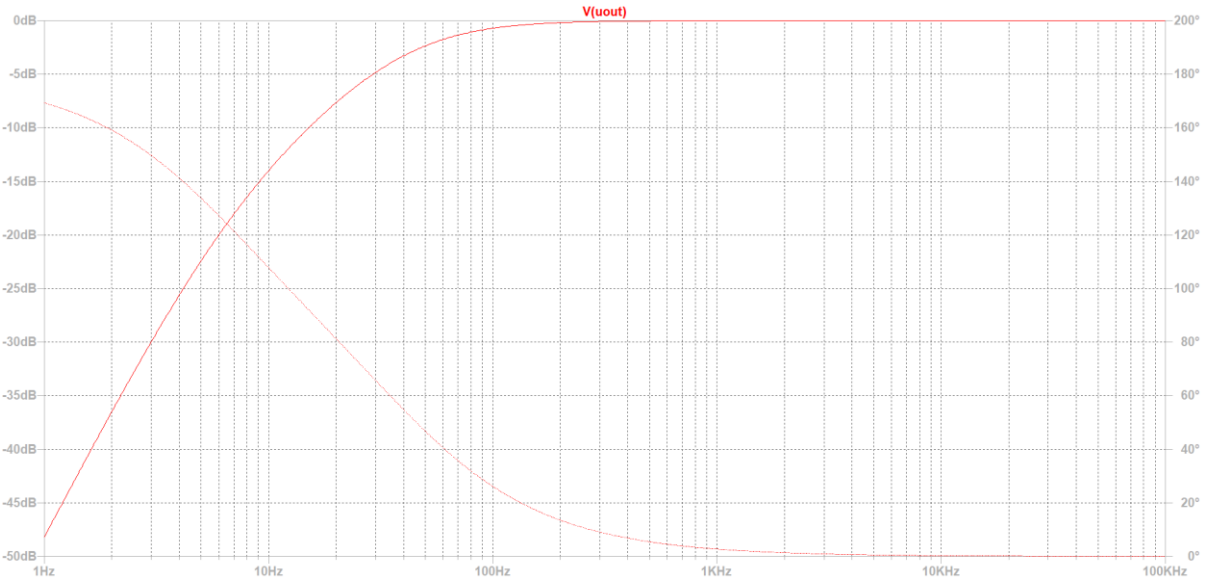


Figura 89

Filtros que usam os dois tipos de reatâncias também permitem bloquear ou permitir a passagem de faixas de frequências com grande seletividade, medida pelo chamado fator de qualidade, Q. São os chamados circuitos ou redes RLC, ou RLCM, quando são incluídos transformadores.

Quando temos duas reatâncias, ressonâncias podem começar a aparecer.

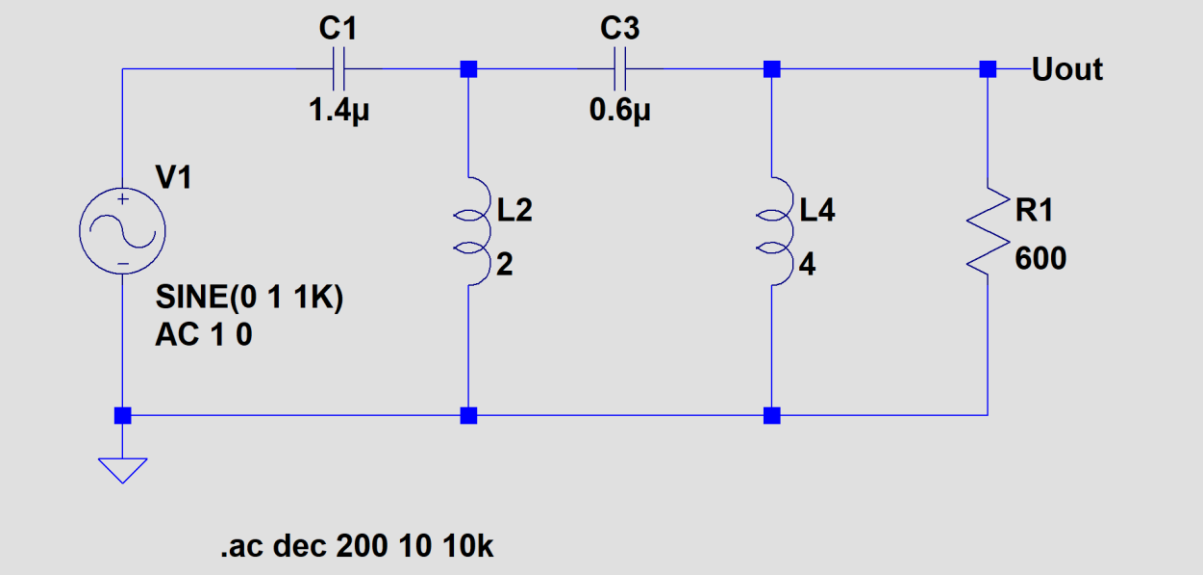


Figura 90

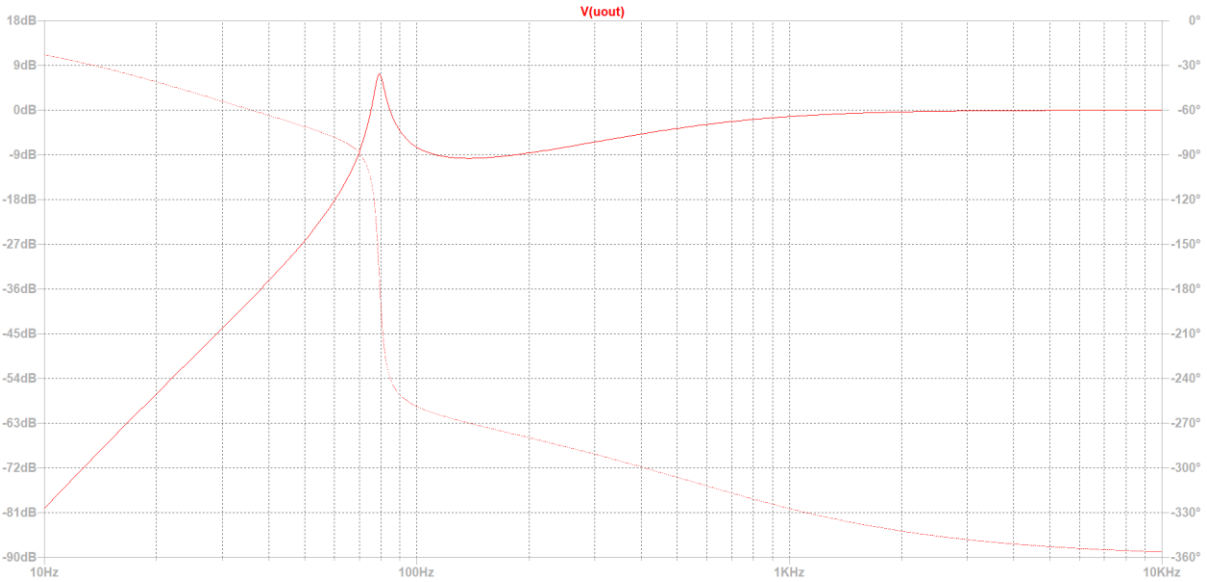


Figura 91

Atualmente, o uso de circuitos com indutores para filtro em circuitos de áudio, ou que não sejam de radiofrequência, é muito raro, restrito a redes divisoras de frequência, usadas nas caixas acústicas, entre a amplificação de potência e os alto-falantes, e a alguns equalizadores que usam a distorção gerada no núcleo de ferro de indutores como um “tempero” para o sinal processado.

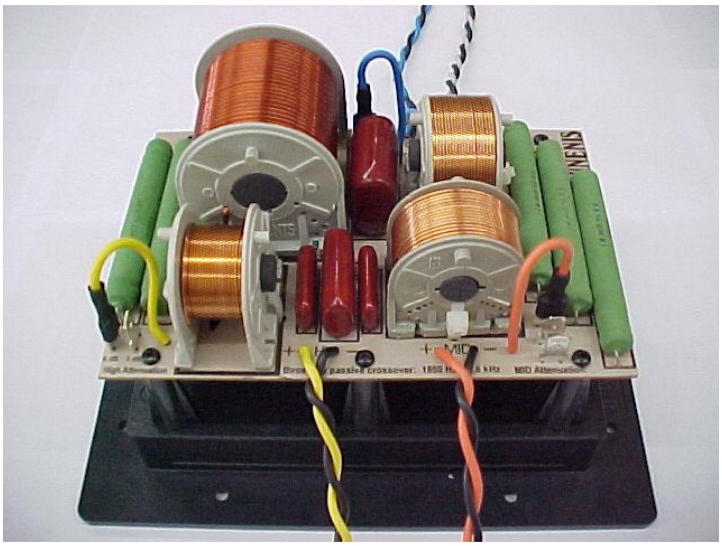


Figura 92 (rede divisora de frequências)

Numa edição anterior observamos o comportamento de um filtro usando um circuito RLC série, como um dos braços de um atenuador. Não vamos prosseguir com o estudo das redes RLC para não nos afastar demais do objetivo da série, que é projetar um equalizador para atende a curva RIAA padrão.

Para isso e muitos outros usos, podemos usar circuitos apenas com resistores e capacitores, as redes RC, e nelas vamos concentrar nosso estudo.

Em muitos outros casos, podemos usar redes RC e amplificadores operacionais ou outros elementos ativos, como transistores ou válvulas, para simular o comportamento dos circuitos RLC. São os chamados filtros RC ativos.

No próximo número, vamos avançar na avaliação quantitativa da resposta em frequência desses e outros circuitos, na classificação de filtros e outros circuitos com resposta em frequência pré-determinada, e na busca de ferramentas para dimensionar os valores dos componentes desses circuitos.

Até o próximo artigo!

Referências:

1. Bohn, Dennis, editor. **AUDIO HANDBOOK** 1st ed. National Semiconductor Corporation; 1976.
2. Holman, Tomlinson. **AUDIO**, “Dynamic Range Requirements of Phonographic Preamplifiers”, July 1977.
3. Tomer, Robert B.; **Getting The Most Out of Vacuum Tubes**, 1st ed. Howard W. Sams & Co. Inc.; 1960.
4. Gray, Paul E.; Searle, Campbell L.; **Princípios de Eletrônica**, vol. 3, Circuitos Eletrônicos II; 1ª edição, Livros Técnicos e Científicos Editora S. A.; 1974.

5. Zobel, O.J. (1923), **Theory and Design of Uniform and Composite Electric Wave-filters**. Bell System Technical Journal, 2: 1-46. doi:10.1002/j.1538-7305.1923.tb00001.x
6. Cauer, W, "**Die Verwirklichung der Wechselstromwiderstände vorgeschriebener Frequenzabhängigkeit**", *Archiv für Elektrotechnik*, **vol 17**, pp355–388, 1926. **The realisation of impedances of prescribed frequency dependence (in German).**
7. Maloberti, Franco; Davies, Anthony C.; **A Short History of Circuits and Systems**. River Publishers, 2016.© IEEE 2016.
8. Kuo, Frank F., **Network Analysis and Synthesis**, John Wiley & Sons, 1966.
9. Daryanani, Gobind, **Principles of Active Network Synthesis and Design**, Bell Laboratories, John Wiley & Sons, 1976.
10. Van Valkenburg, M. E., **Introduction to Modern Network Synthesis**, John Wiley & Sons, 1960.
11. Tedeschi, Frank P.; **The Active Filter Handbook**, Tab Books, 1979.
12. Stephenson, Frederick William; et al, **RC Active Filter Handbook**, John Wiley & Sons, 1985.
13. Close, Charles M.; **Circuitos Lineares**, (*The Analysis of Linear Circuits*); tradução: Ana Lucia Serio de Almeida, José Abel Royo dos Santos e José Carlos Goulart de Siqueira (Escola Federal de Engenharia de Itajubá); Copyright © 1966 by Harcourt, Brace Jovanovitch, Inc.; Copyright © 1975 by LTC - Livros Técnicos e Científicos Editora S. A.
14. Desoer, Charles A.; Kuh, Ernest S.; **Teoria Básica de Circuitos** (*Basic Circuit Theory*); tradução: Carlos Peres Quevedo; Copyright © 1969 by McGraw-Hill, Inc.; Copyright © 1979 Ed. Guanabara Dois

Amplificador para Fones. Ou será mais?

Parte II





Álvaro Neiva*

No número anterior, chegamos a um circuito capaz de atender a qualquer demanda dos fones de 600 até 24 ohms com folga (figura 1).

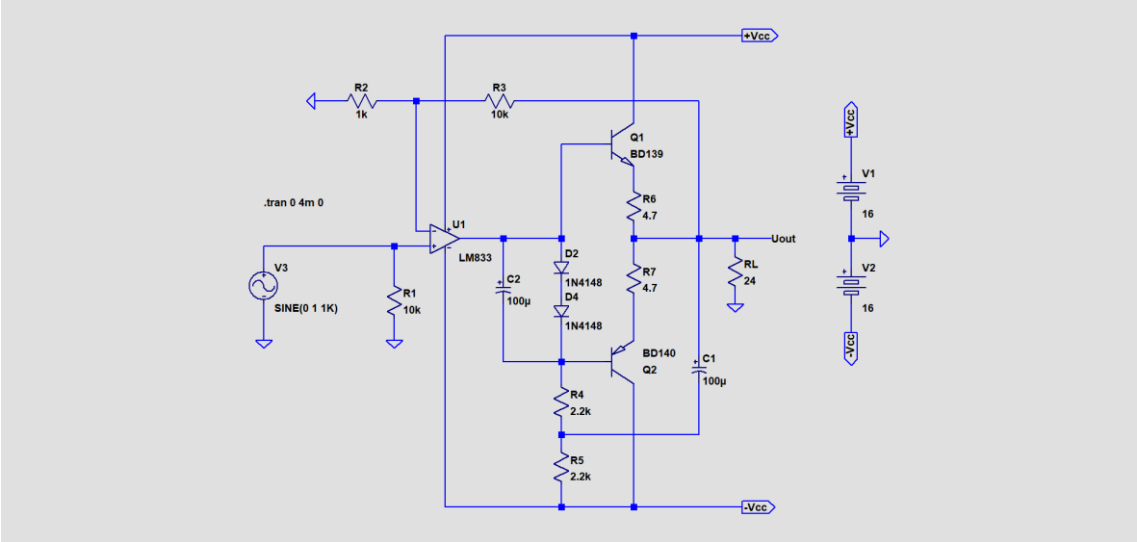


Figura 1

Essa é uma versão preliminar, que funciona, mas precisa ser melhor adequada ao funcionamento no mundo real.

Uma primeira preocupação seria o possível uso com fones de menor impedância como 16 ou mesmo 8 ohms.

***Engenheiro Eletricista**

Com uma carga resistiva de 16 ohms a máxima corrente de pico possível, considerando V_{cesat} =0, seria de:

$$I_{pico} = \frac{16}{16 + 4{,}7} = 0{,}773A$$

Com uma carga resistiva de 8 ohms a máxima corrente de pico possível, considerando V_{cesat} =0, seria perto de:

$$I_{pico} = \frac{16}{8 + 4{,}7} = 1{,}26A$$

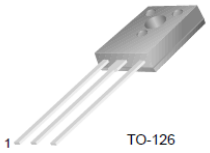
Perto do limite do transistor usado.

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR TM

BD135/137/139

Medium Power Linear and Switching Applications

- Complement to BD136, BD138 and BD140 respectively



1

TO-126

1. Emitter 2.Collector 3.Base

NPN Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings T_C=25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter		Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	: BD135	45	V
		: BD137	60	V
		: BD139	80	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	: BD135	45	V
		: BD137	60	V
		: BD139	80	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage		5	V
I_C	Collector Current (DC)		1.5	A
I_{CP}	Collector Current (Pulse)		3.0	A
I_B	Base Current		0.5	A
P_C	Collector Dissipation (T_C=25°C)		12.5	W
P_C	Collector Dissipation (T_a=25°C)		1.25	W
T_J	Junction Temperature		150	°C
T_{STG}	Storage Temperature		- 55 ~ 150	°C

BD135/137/139

Figura 2

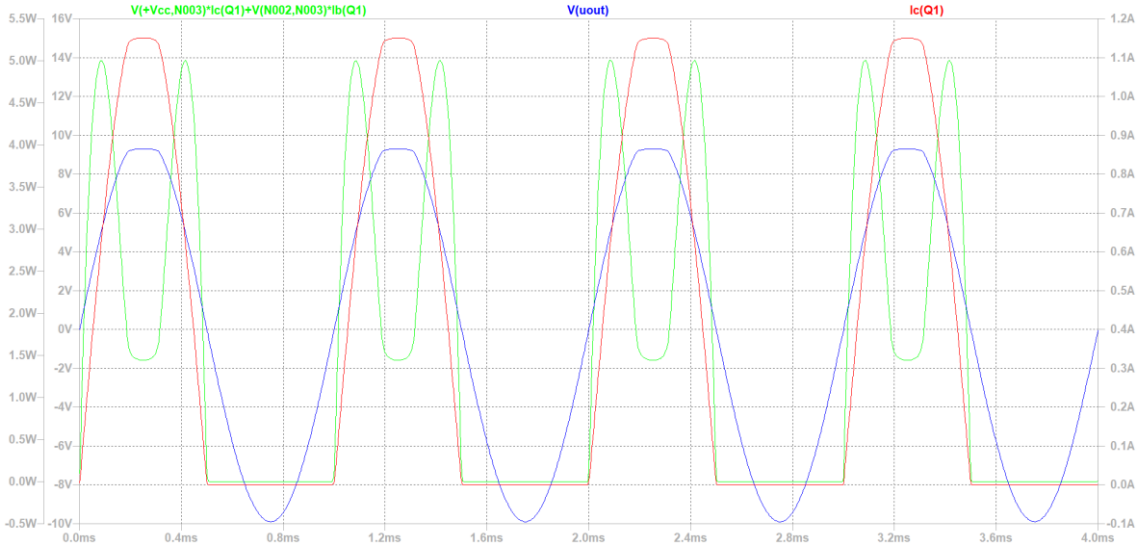


Figura 3

Aqui observamos a limitação em 1,15A.

Como não conseguimos e não devemos saturar os transistores de saída, o limite de funcionamento linear deve ser reduzido:

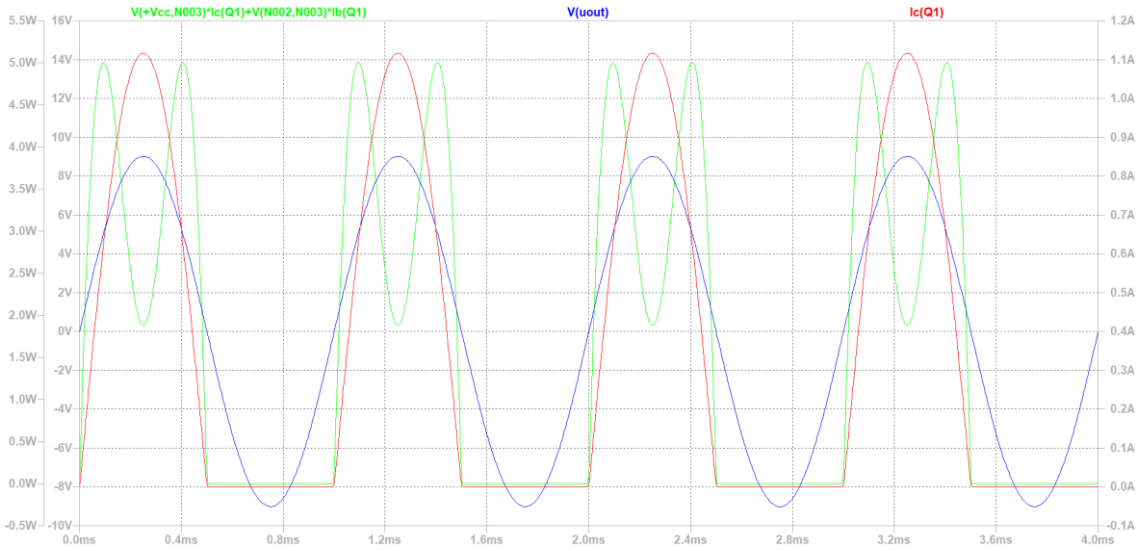


Figura 4

Vejam que a tensão rms de saída é de 6,37V, o que corresponde a uma potência de 5W sobre a carga de 8 ohms!

Começa a ser até preocupante usar o amplificador com fones de baixa impedância, tanto para os fones quanto para os ouvidos do usuário...

Outra situação perigosa, mesmo que pouco provável para fones, vai ser o curto-circuito na saída.

Uma forma de proteção, sem recorrer a limitação ativa e abrupta de corrente, poderia ser o uso de um resistor em série com a saída. Como em qualquer solução, sempre haverá compromissos envolvidos.

O primeiro vai ser a interação com a impedância do fone, que vai introduzir alterações de resposta em frequência de fones com menor impedância.

O segundo vai ser a obtenção de máxima potência para fones com impedância igual à resistência usada (Máxima Transferência de Potência) e menor para fones de impedância diferente.

Isso, por si só, não vai ser um problema, já que fones com impedância maior costumam ter maior sensibilidade, precisam de mais tensão para a potência nominal e podemos usar um resistor de 8 ou 10 ohms, compatível com os fones de menor impedância.

Novo circuito:

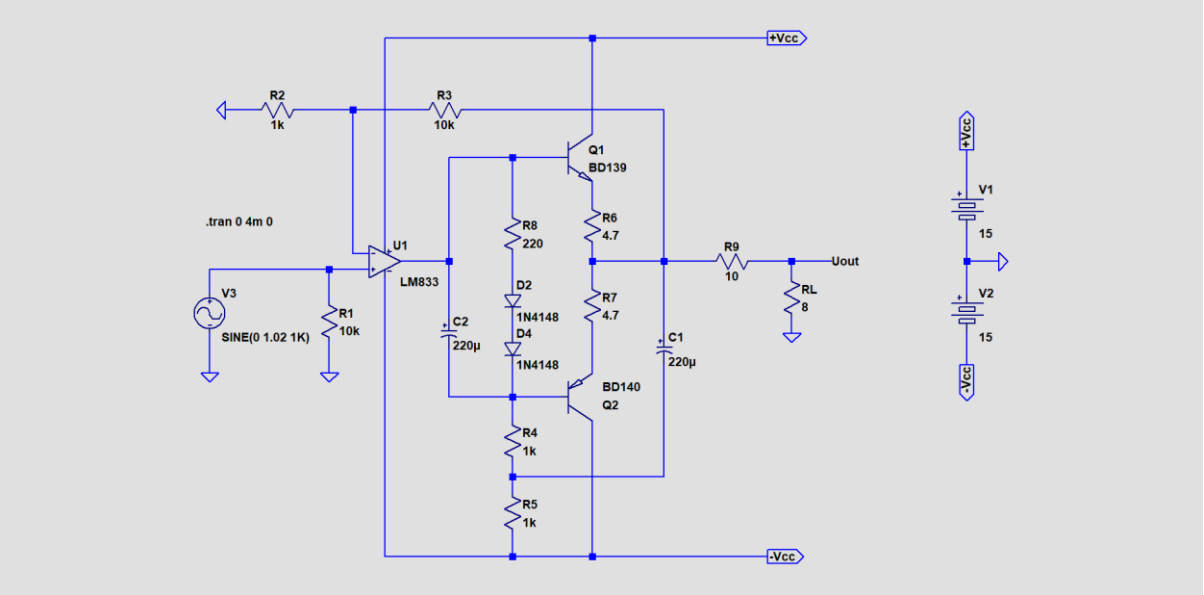


Figura 5

Resultados:

Tensão de saída e correntes de coletor dos transistores de saída.

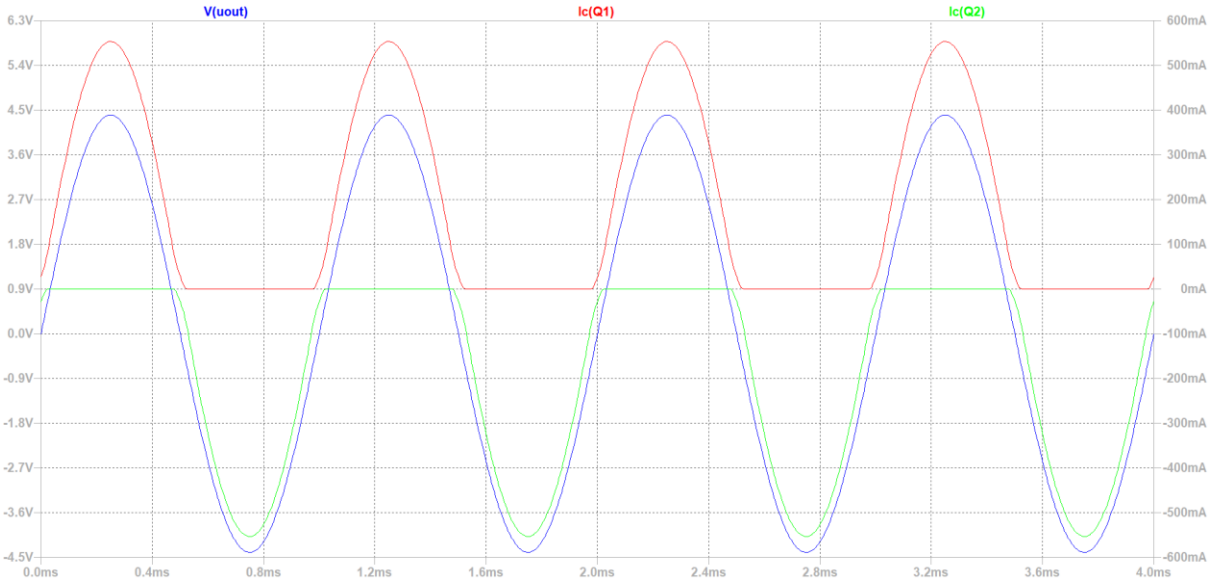


Figura 6

Testando a ocorrência de curto na saída:

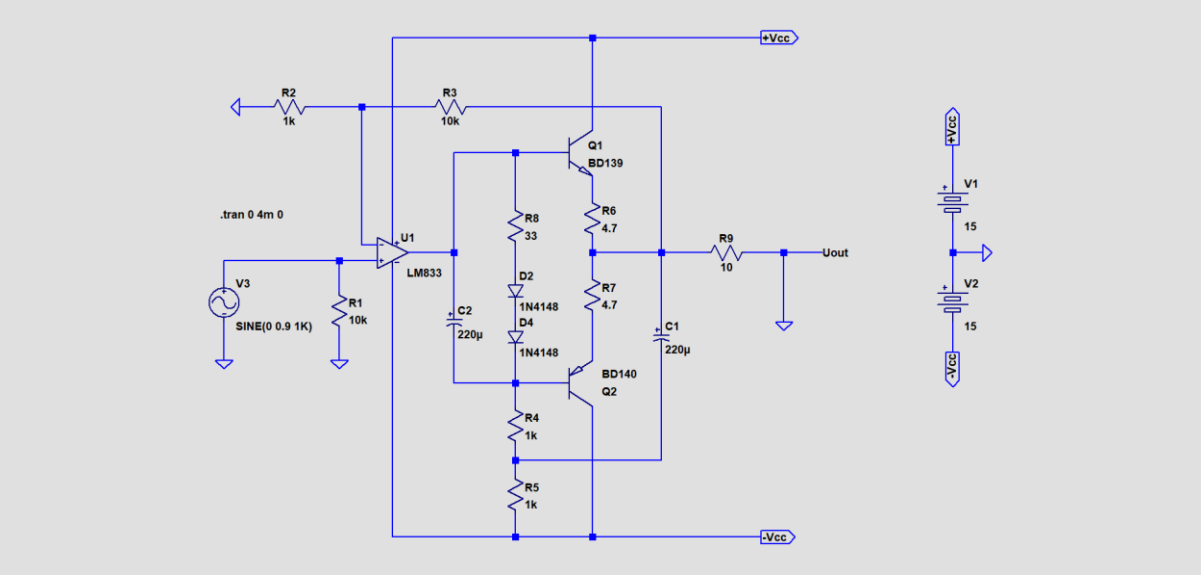


Figura 7

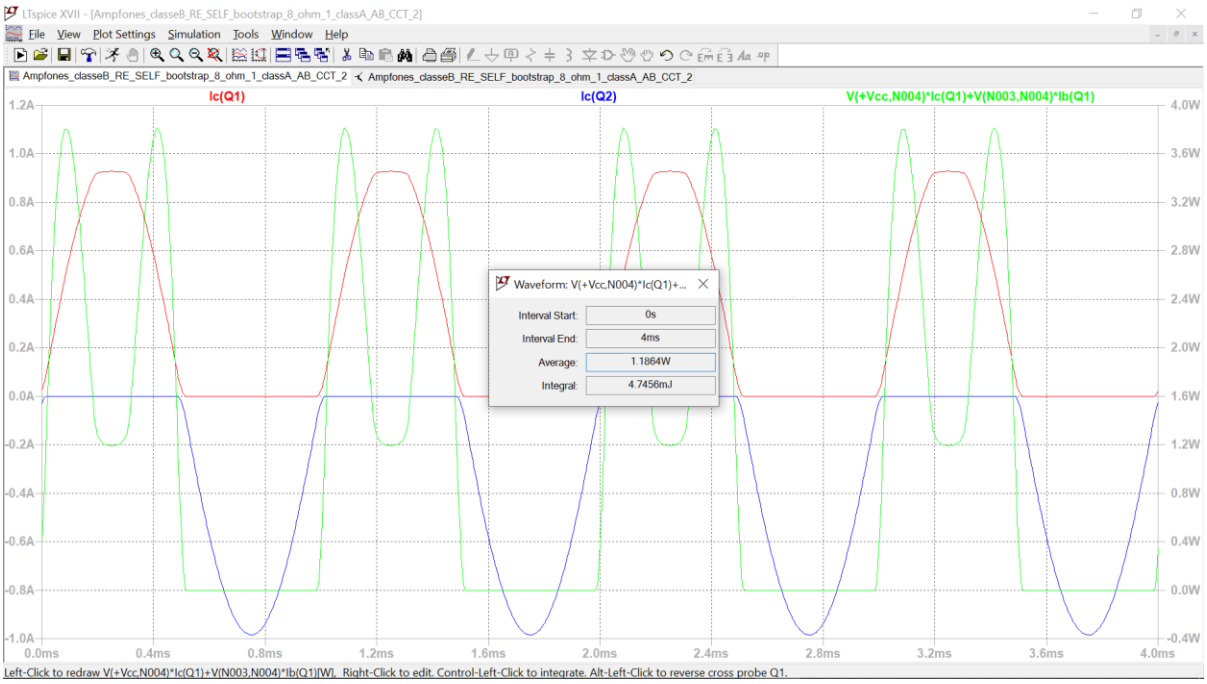


Figura 8

Corrente limitada e dissipação também.

Outra preocupação é com os fones, se um dos transistores de saída entrar em curto, o fone pode ser destruído em poucos segundos, mas não seria muito prático usar um relé e circuito de detecção associado. Uma alternativa seria usar um capacitor para bloquear CC. Usando dois eletrolíticos back to back com valor suficiente, ficamos seguros e evitamos efeitos colaterais...

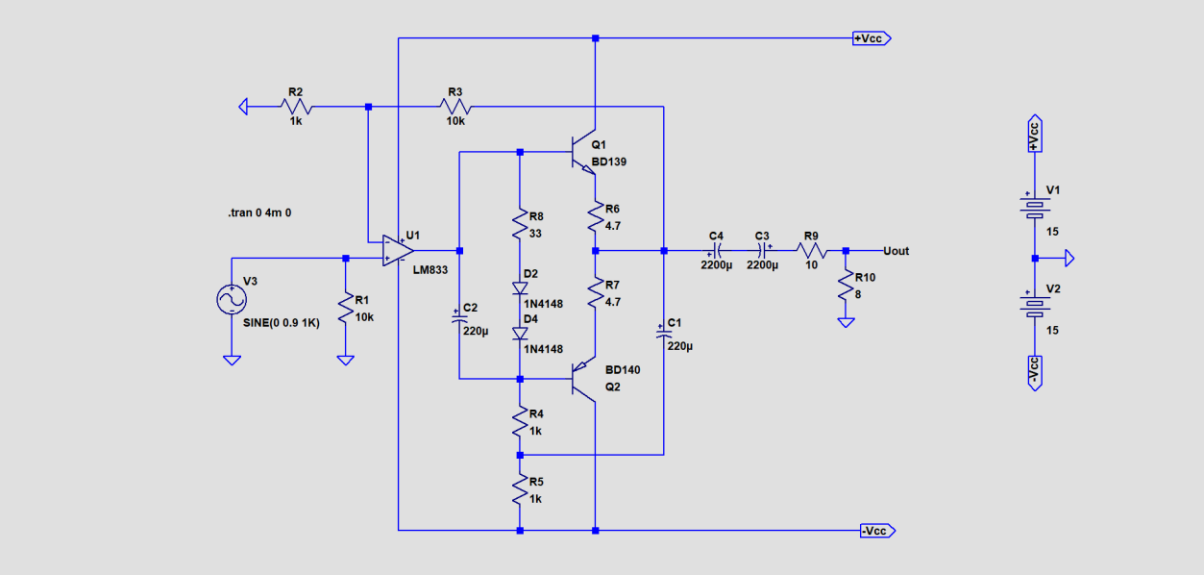


Figura 9

Mas a colocação do resistor em série trouxe consequências indesejáveis para a resposta em frequência percebida com fones de impedância média.

A solução foi passar a limitação para a corrente de base, tanto por resistor em série quanto por limitar a corrente de bootstrap (R4 e R5).

O valor dos capacitores mostrou-se adequado para uso até com uma caixa acústica. Como o projeto original era para fones de até 24 ohms, quem desejar pode aumentar seu valor para 4700uF ou 6800uF reduzindo qualquer distorção a valores negligíveis. Ou quem quiser usar um relé e detector de CC pode dispensá-los, usando opamps de muito baixo offset.

A versão final inclui vários detalhes.

a) Limitação de corrente por resistores de emissor e base;

b) Um estágio de preamplificação, permitindo reduzir o ganho e a distorção do estágio de saída;

c) Rede de Zobel, também chamada de Boucherot, para estabilização contra cargas reativas, observei oscilação no osciloscópio com um, e apenas um, dos 3 fones testados;

d) Compensação adicional na resposta em frequência;

e) Polarização ajustável entre AB e A;

f) Transistores de saída em paralelo;

g) Fonte regulada.

Na próxima edição todos os detalhes, lista de material e resultado de medições.

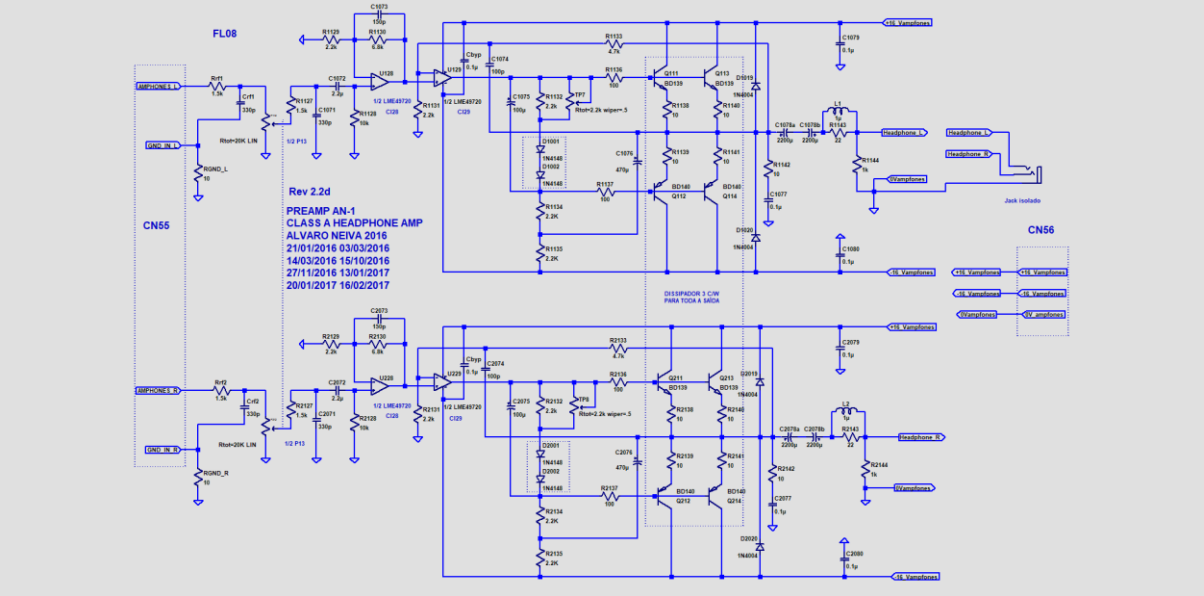


Figura 10 (dois canais)

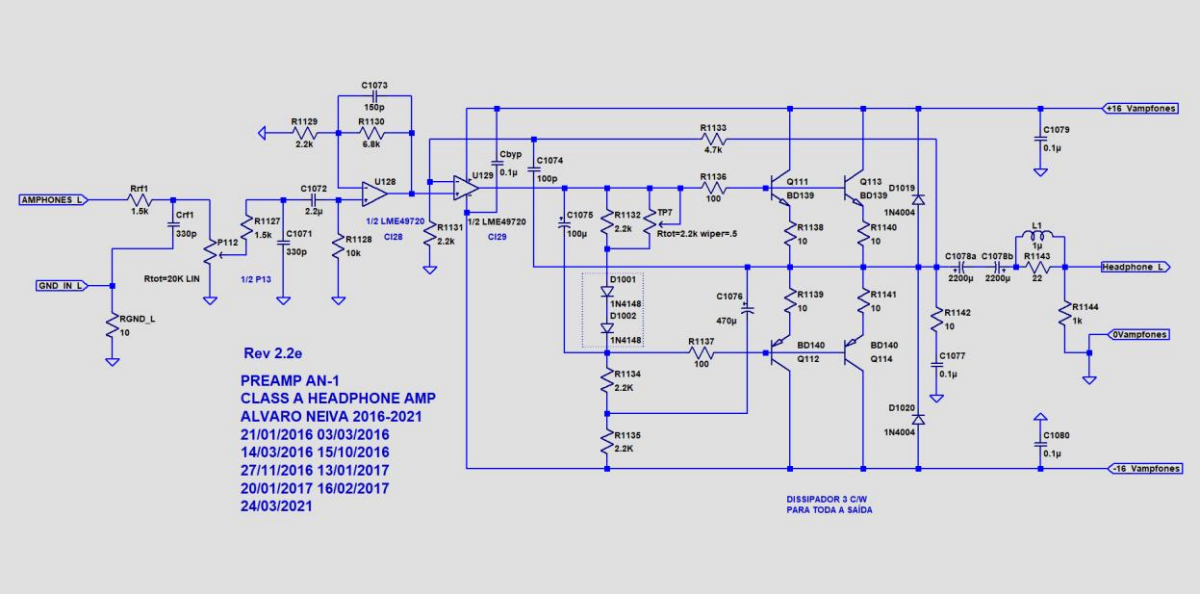


Figura 11 (um canal apenas)

E temos um pequeno grande amplificador de potência!

Até a próxima!

Referências:

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

Restauração do Toca-Discos Pioneer PL-530

Alfredo Manhães*

PIONEER

PL-530



Dual-motor automatic direct drive turntable

Olá pessoal!

O relato que farei a seguir demonstra que, com paciência e habilidade, restaurar um equipamento de áudio em condições de conservação bastante precárias vale muito a pena!

Trata-se de um toca-discos PL-530, que foi produzido no Japão por volta de 1976 e faz parte de uma linha intermediária de equipamentos de áudio da Pioneer. De acordo com o fabricante seu motor DC brushless de alto torque utiliza-se da tecnologia “Hall” para comutar o circuito de acionamento, reduzindo sensivelmente os ruídos internos e promovendo uma rotação bem suave e uniforme.

***Mestre em Engenharia da Computação**

O PL-530 teve muito boa aceitação pelo mercado na época de lançamento e até hoje continua sendo um ótimo reprodutor de discos de vinil, com boa procura nas lojas e sites especializados em áudio vintage. Seu design lembra bastante o DD-1 fabricado pela Gradiente na mesma época, com diferença na base (plinth) do Pioneer, que é em padrão walnut.

Há alguns anos adquiri um exemplar desse aparelho pensando em fazer uma restauração. Embora o proprietário tenha me informado que estava funcionando, o estado geral dele era péssimo, como pode ser visto na imagem a seguir.



O PL-530 adquirido no estado.

Para testá-lo troquei o headshell pois a cápsula (original) estava com a agulha gasta. Para minha surpresa ele reproduziu os discos normalmente, tanto em 33 quanto em 45 rpm, embora apresentasse aquele ruído típico de aterramento ruim. Os problemas observados no teste foram os seguintes:

- Tampa com muitos arranhões, sendo que alguns eram relativamente profundos.
- Base (plinth) completamente estufada.
- Painéis de alumínio, knobs, chaves, prato e demais componentes externos bastante encardidos, com serigrafia gasta em alguns pontos.
- Parafusos oxidados ou ausentes.
- Pés quebrados.
- Chaves e conectores com mau contato e/ou desgastados.
- Sistema de braço e cápsula completos, mas bem sujos, agulha gasta e os cabinhos rompidos.

- Internamente parte da estrutura metálica estava boa, mas alguns pontos apresentavam ferrugem.
- O mecanismo de retorno do braço estava desregulado.
- O sistema de lift estava sem nenhum amortecimento e o braço caia rapidamente sobre o disco.

O primeiro passo foi buscar o plinth original para substituição, o qual só pude obter no exterior. Felizmente consegui duas unidades, sendo uma em condições muito boas, mas sem peças e outra sem revestimento, mas que forneceu diversas partes internas e externas, e que foram totalmente aproveitadas no processo. Antes de iniciar a desmontagem fiz a leitura dos manuais de utilização e serviço, para compreensão de suas características e especificações.



Base original do PL-530 com o revestimento de fábrica em walnut.

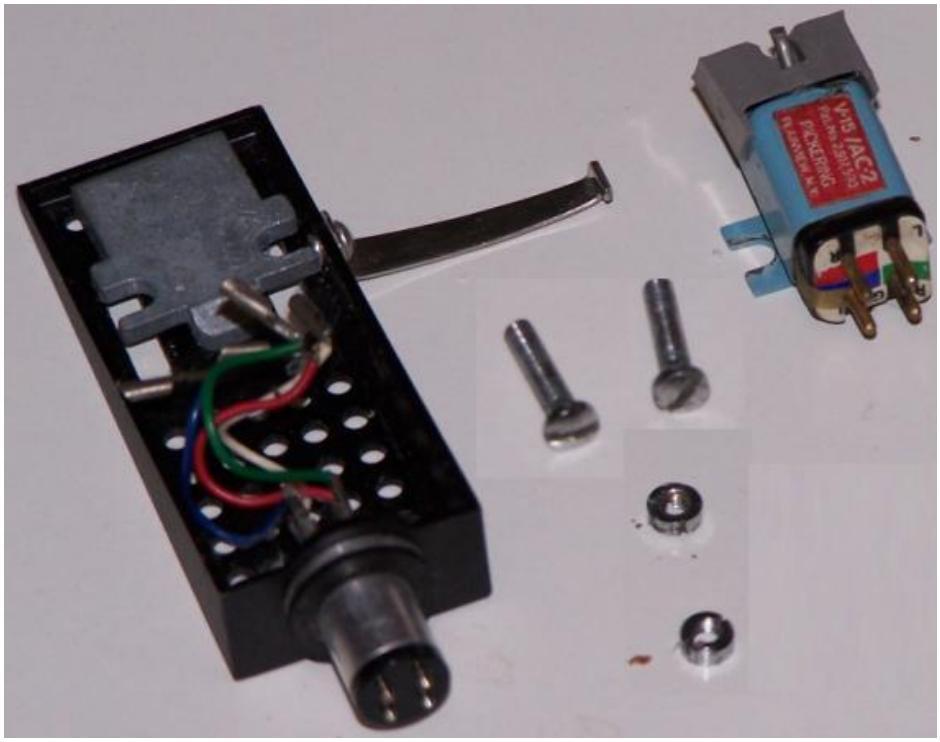
Já com todas as peças em mãos e leitura dos manuais concluída é que pus a mão na massa e iniciei a restauração. Como a bancada de eletrônica ainda não estava pronta "aluguei" a mesa da sala com a esposa por 4 dias, mas na promessa de devolver o móvel limpo no prazo. O trabalho realmente durou esse período, pois me tomou um feriado de Corpus Christi inteiro. A partir da 5a-feira pela manhã começou a aventura da desmontagem, onde pude contar na época com minha filha para ajudar.

Primeiro Dia – Desmontagem

Após encher a mesa da sala com todo o material, organizei tudo e a saga começou. O primeiro passo foi a desmontagem da tampa, cápsula e prato, seguindo-se a retirada dos painéis da parte superior.



Mesa da sala, o "campo de batalha"



Desmontagem de headshell, cápsula e agulha



Iniciando o desmonte...



Retirada do prato

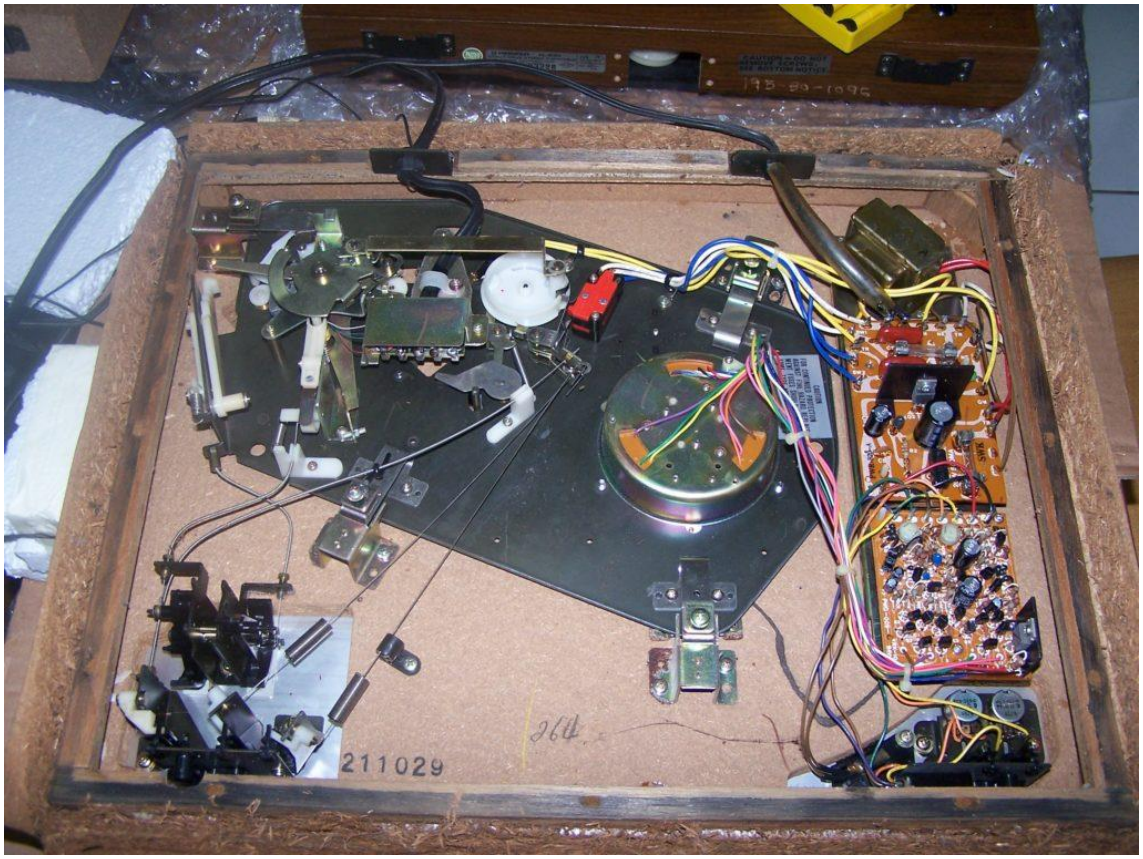


Retirada dos painéis da base

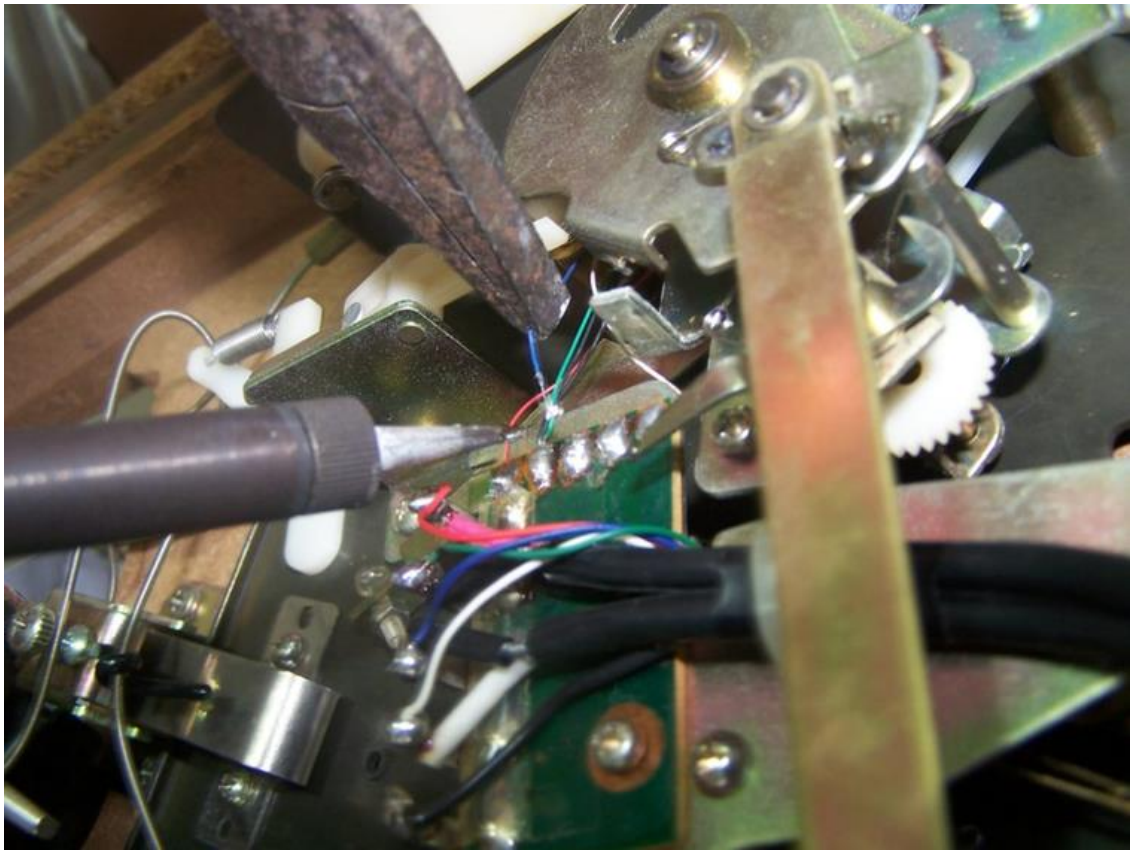
Fiz alguns suportes com isopor para apoiar o toca-discos, de forma a ter acesso à tampa do fundo e removê-la. Assim tive acesso aos circuitos, motor, trafo e mecanismos.



Retirada do fundo



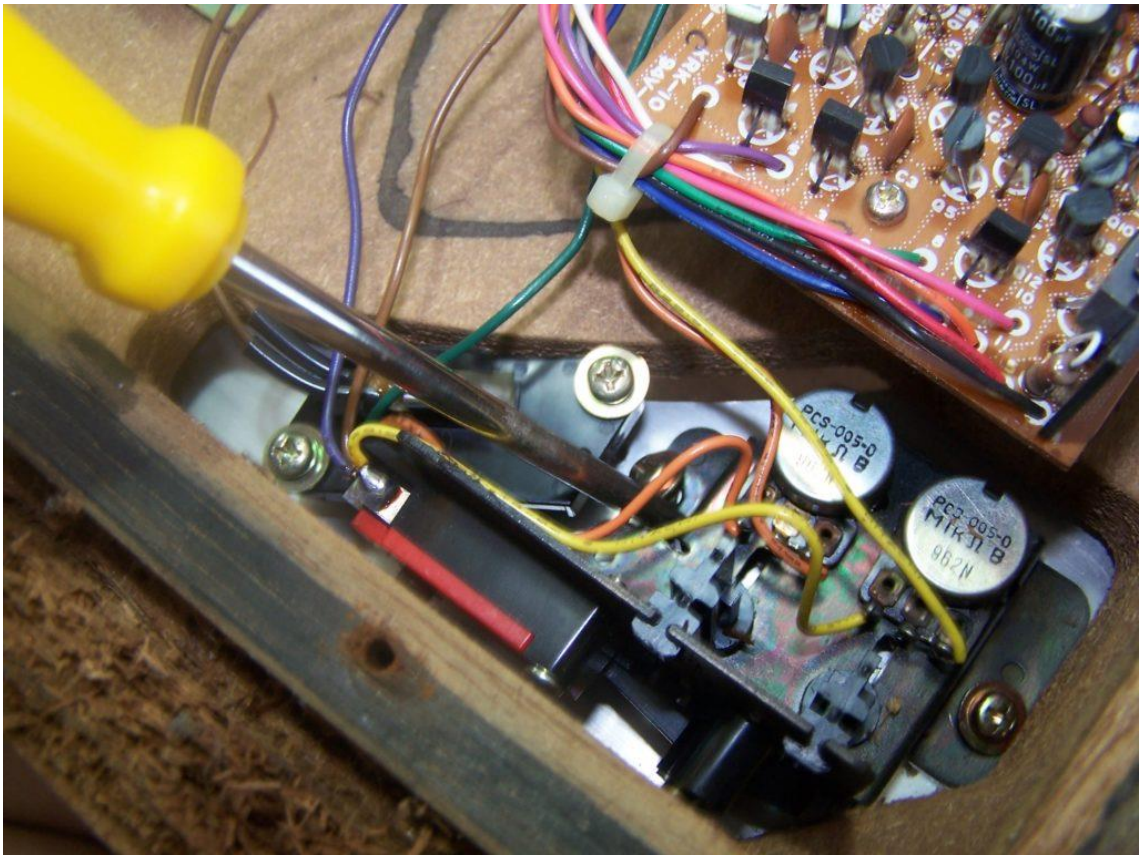
Visão do interior do PL-530 com PCIs, motor, armaduras e demais partes mecânicas



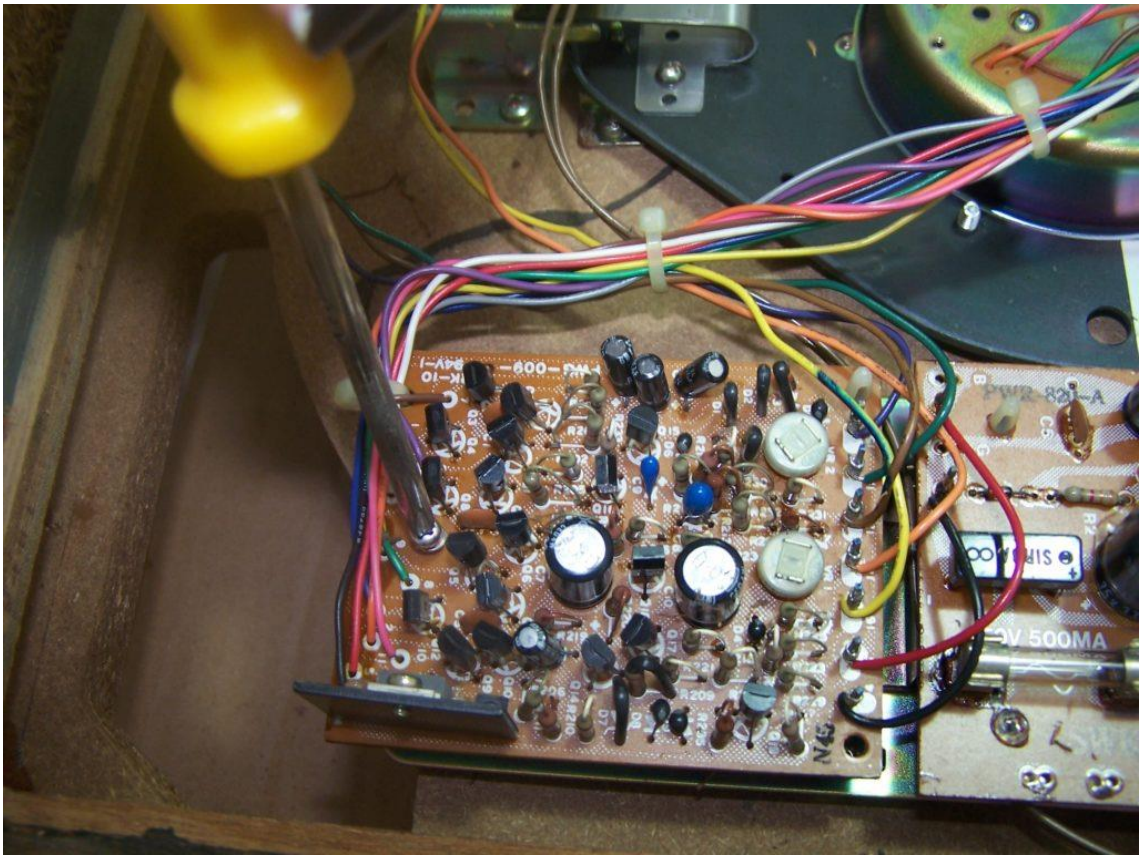
Dessoldagem dos cabinhos do braço



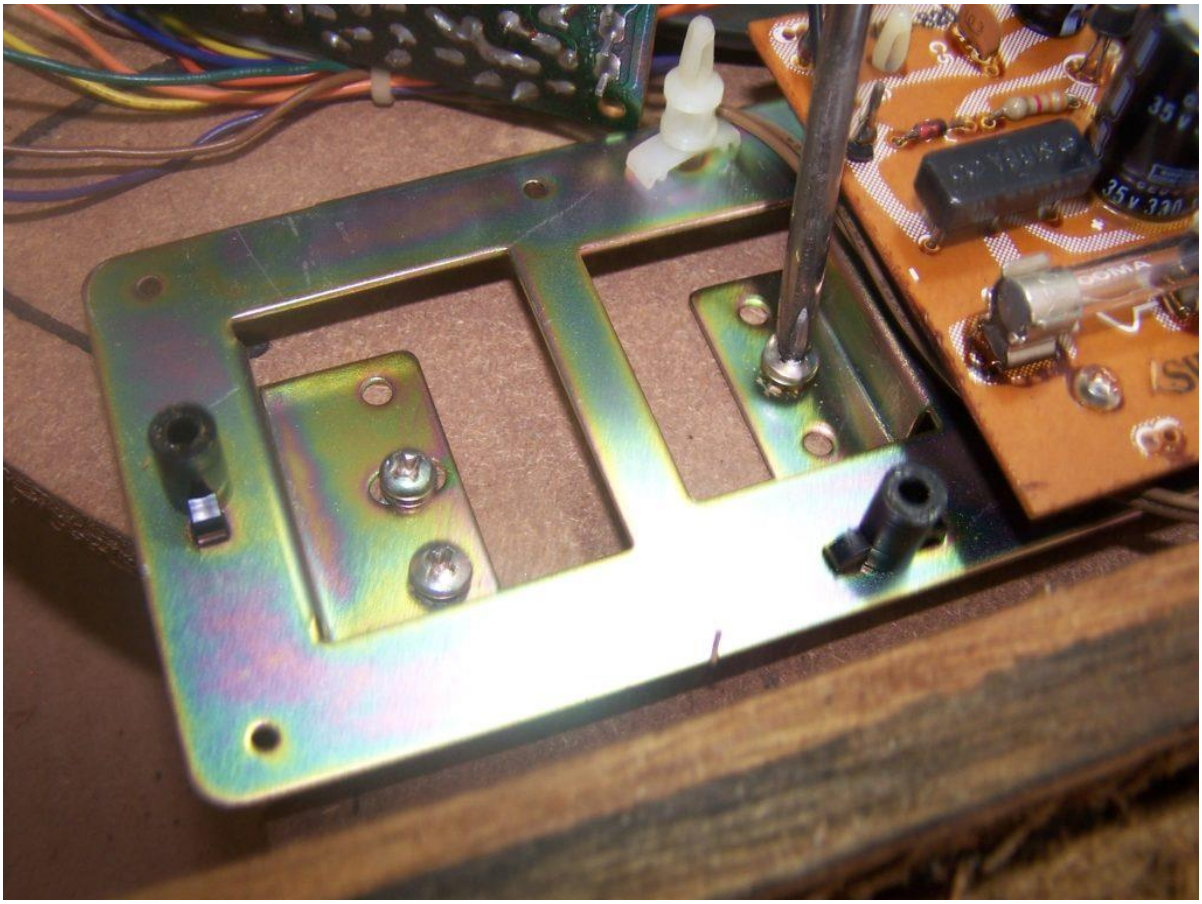
Retirada do braço



Desmontagem do sistema de controle de velocidade



Desmontagem das PCIs



Desmontagem das armaduras de suporte das PCIs

Segundo Dia – Limpeza Geral e Recuperação da Tampa

Depois da retirada de todos as peças e componentes da base, iniciou-se a etapa de limpeza, onde as partes de plástico e alumínio foram lavadas cuidadosamente com detergente neutro.

Após a secagem receberam uma boa camada de silicone spray, passando após uma flanela nova seca. As dobradiças foram limpas com querosene, receberam uma de-mão de tinta spray e as molas engraxadas com graxa branca.

Todos os contatos eletrônicos, potenciômetros etc foram limpos com Fospro, produto bastante conceituado no mercado. Os parafusos oxidados foram lavados com um pouco de vinagre diluído em água, e depois de secos receberam tinta spray fosca.
O trabalho foi grande, mas o resultado compensou bastante!





Peças limpas e polidas

A tampa apresentava muitos arranhões e dois eram bem profundos. Para tentar melhorar seu aspecto utilizei uma técnica adotada na restauração do acrílico de carenagens de motocicletas que vi no programa “Mestres da Restauração”, além de alguns vídeos disponíveis no Youtube. Antes de começar o processo foi necessário isolar a placa com a logomarca da Pioneer, no centro da tampa, para não estragar a serigrafia. Utilizei uma fita adesiva de baixa aderência (crepe).

O processo de lixamento do acrílico merece todo cuidado. Deve-se colocar a tampa sob água corrente e com uma lixa de numeração baixa (grossa) ir lixando bem devagar apenas nos riscos mais fundos até que eles fiquem praticamente imperceptíveis, dependendo da profundidade. Depois passamos para lixas de numeração mais alta (finas) até dar o acabamento.

A passagem da lixa deve ser feita com o máximo de cuidado, movimentando-se de forma circular, de forma que tanto o sentido horizontal quanto o vertical da superfície sejam tratados. Antes de fazer esses procedimentos na tampa eu fiz testes em um pedaço de acrílico e funcionou.



Lixas 100, 150, 400 e 600 para retirada de riscos profundos



Lixas 1000 e 1200 para acabamento

Essa atividade tem que ser feita com muito cuidado e paciência, sempre com o uso de água.

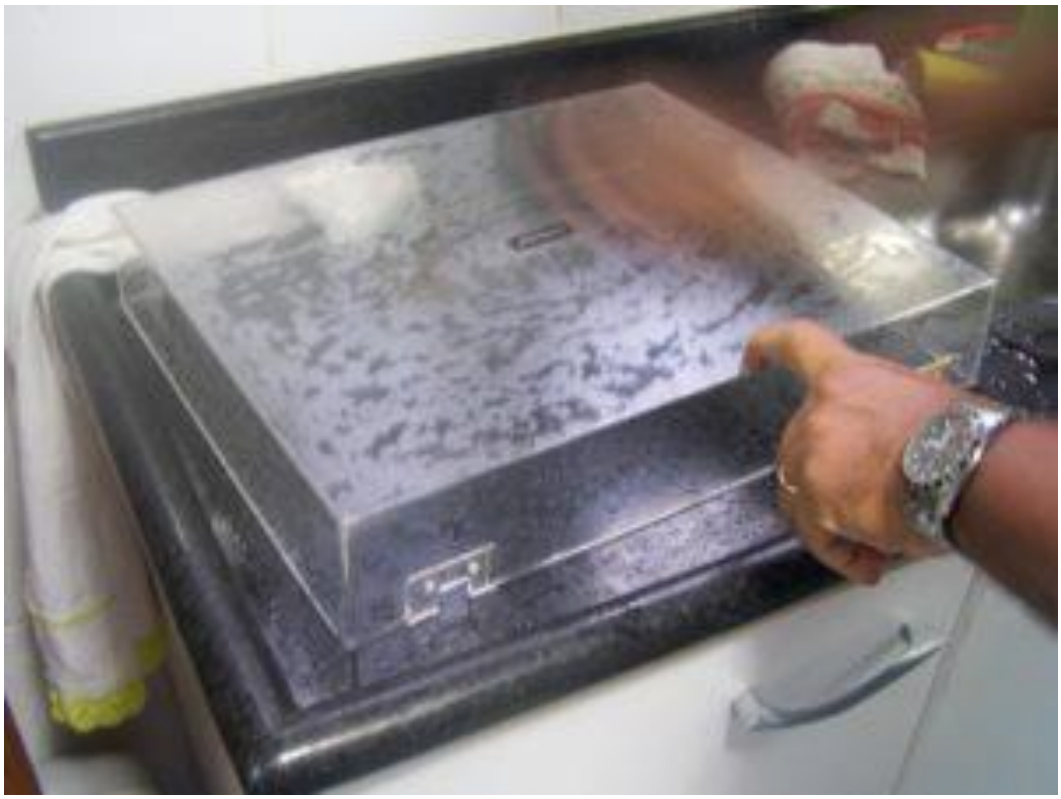


Aplicação das lixas alternadamente, com água corrente

Após a aplicação das diversas lixas a tampa foi lavada em água corrente e colocada para secar na sombra.



Lavagem em água corrente.



Tampa secando

Observe que o acrílico fica levemente fosco antes do polimento, o que é normal.



Tampa seca e pronta para receber polimento

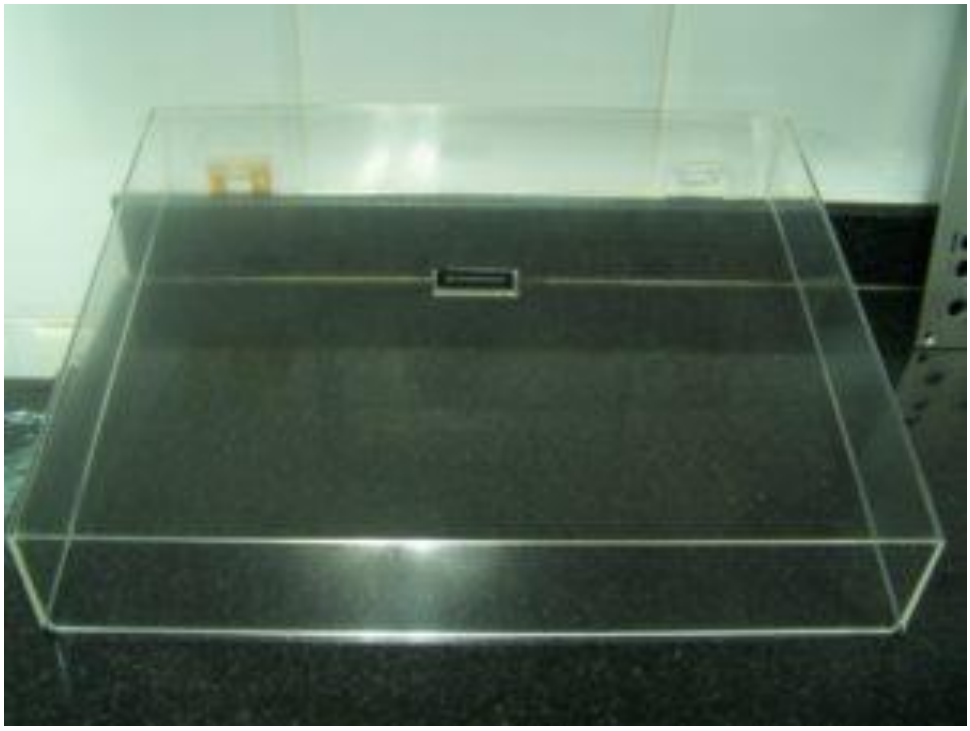
Em seguida ela recebeu massa automotiva de polir a base de água. Aproveitei uma furadeira Bosch Hobby que vem com acessórios e fiz um polimento em toda a tampa.



Aplicação de massa de polimento.



Polimento com a máquina



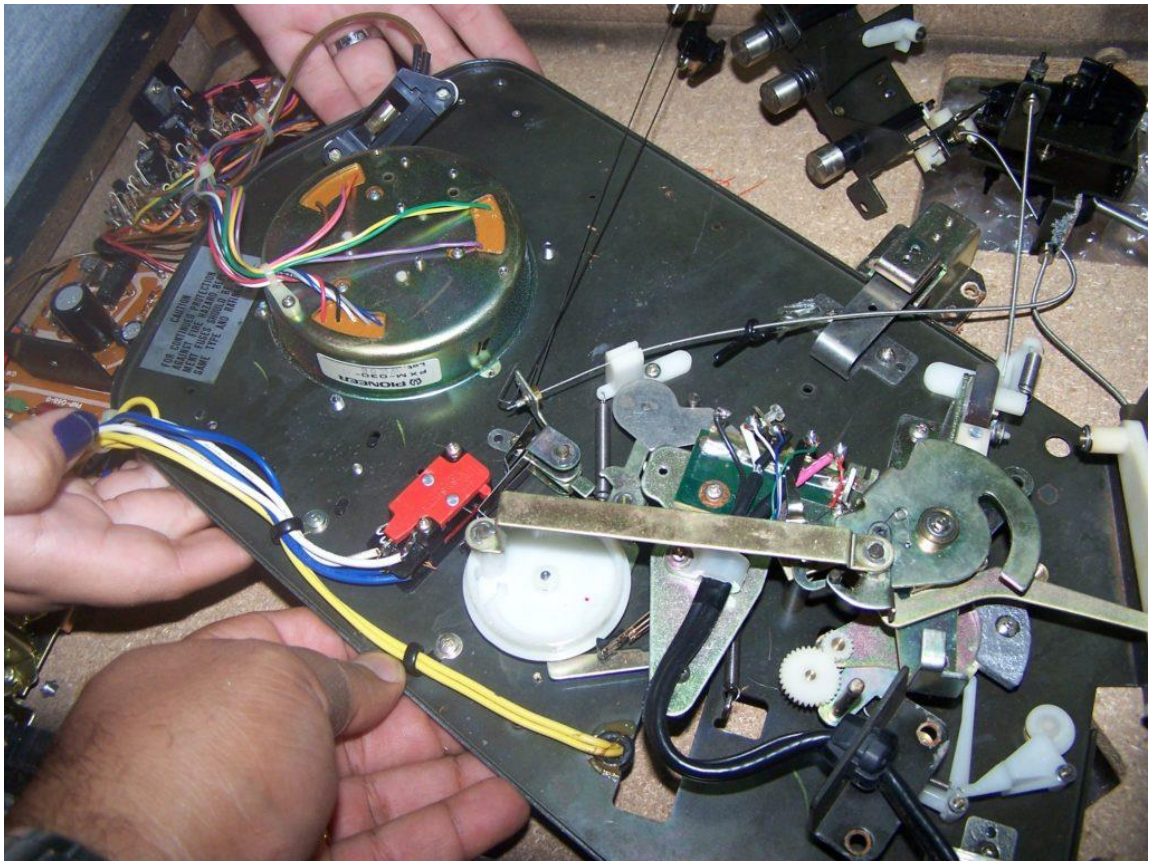
Tampa polida que ficou com aspecto de nova

Terceiro Dia – Montagem da Base Nova

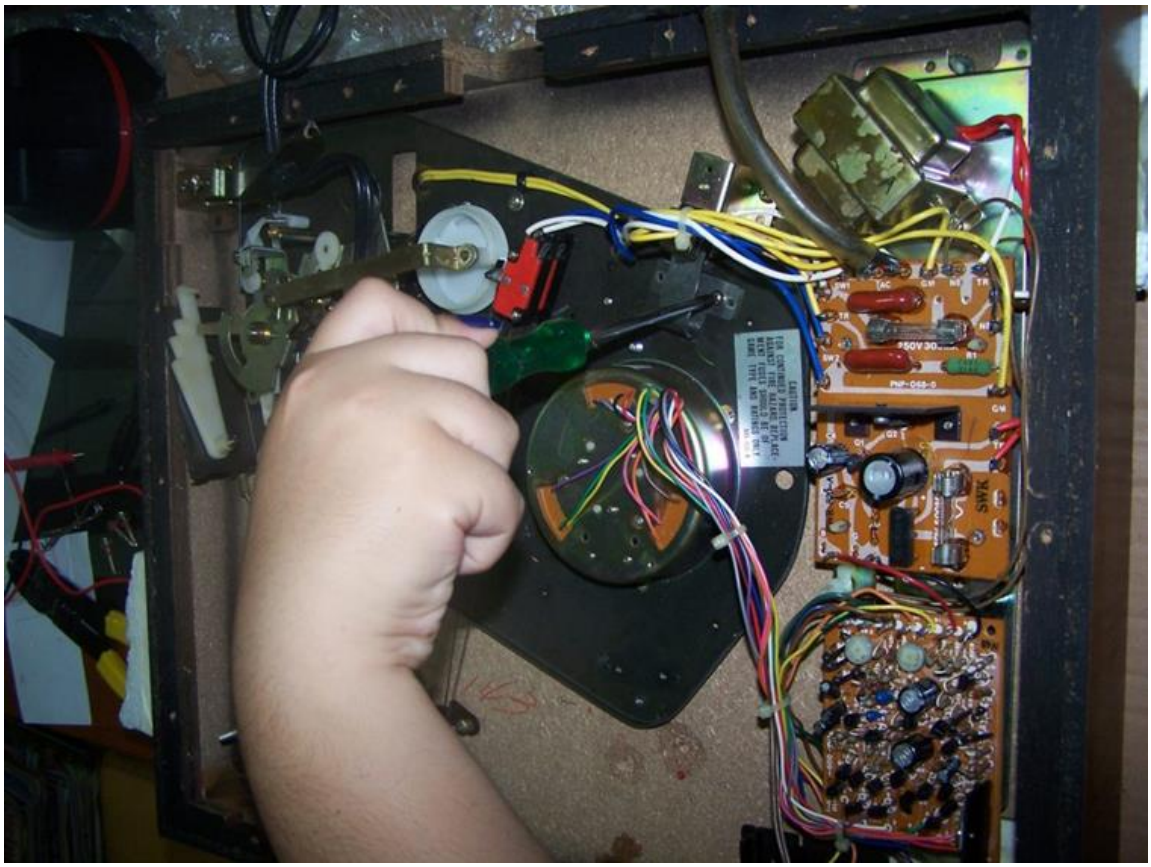
Chegou a hora de levar as peças retiradas da base ruim para a nova base. Optei por não dessoldar todas as ligações, mas apenas algumas, transportando-as em conjunto.



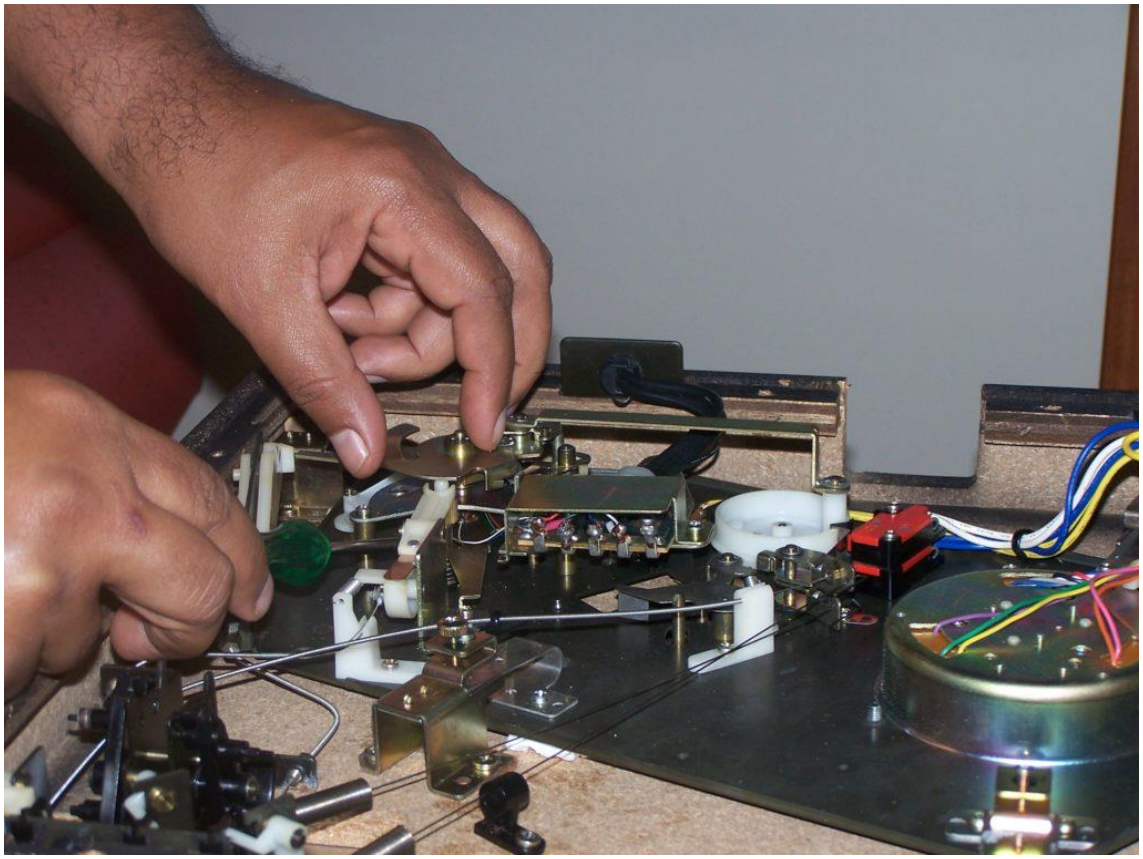
Plinth vazio para instalação dos componentes



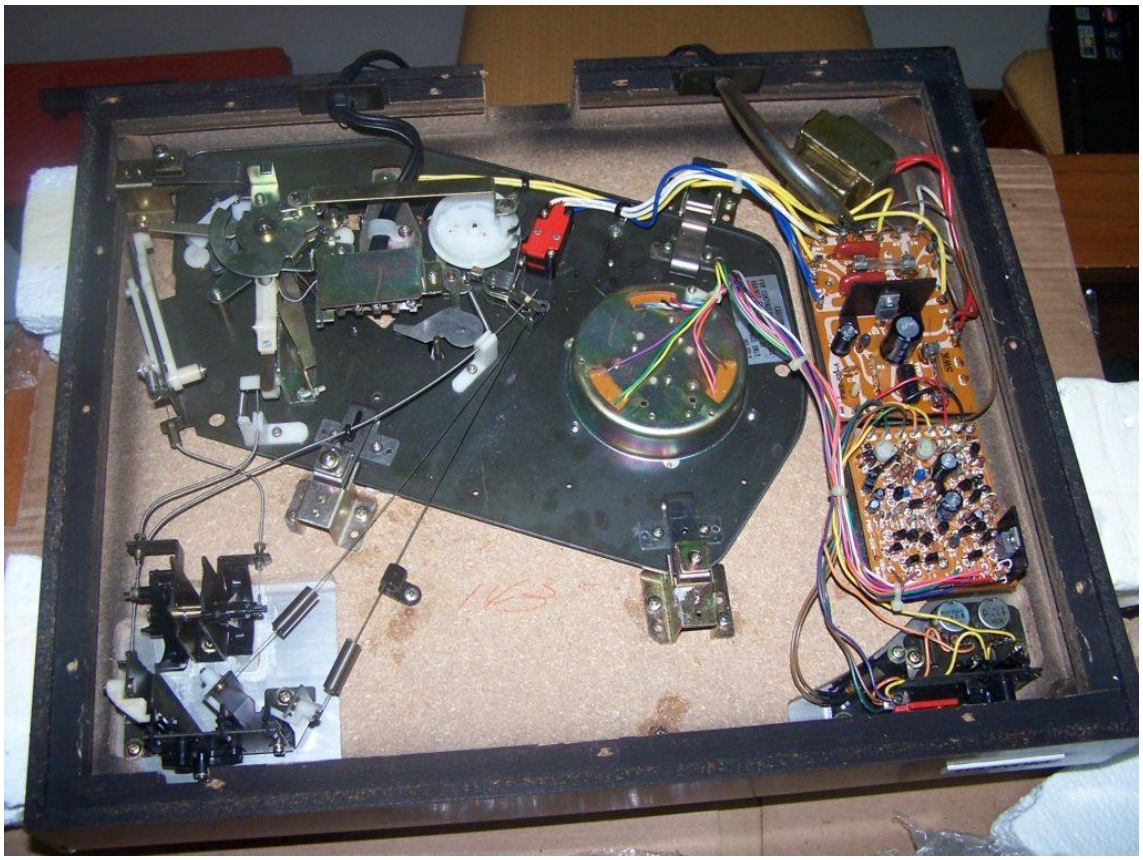
Transporte das PCIs e do mecanismo do motor para o novo plinth



Fixação de armaduras e PCIs



Fixação e ajuste do braço



Mecanismos e placas montados no plinth

Quarto Dia – Conexões, Ajustes e Testes Finais

Após montarmos toda a parte interna optei por trocar os conectores RCA por outros novos. O cabo de áudio e o de força estavam em bom estado e foram mantidos. O conector de aterramento e os pinos das tomada AC estavam com zinabre, mas foram limpos com solução de bicarbonato de sódio e água.



Conectores RCA novos, terminal de aterramento e tomada limpos

Os cabos e conectores foram polidos e depois testados, ficando prontos para utilização.



Teste de cabos



Montagem dos painéis.

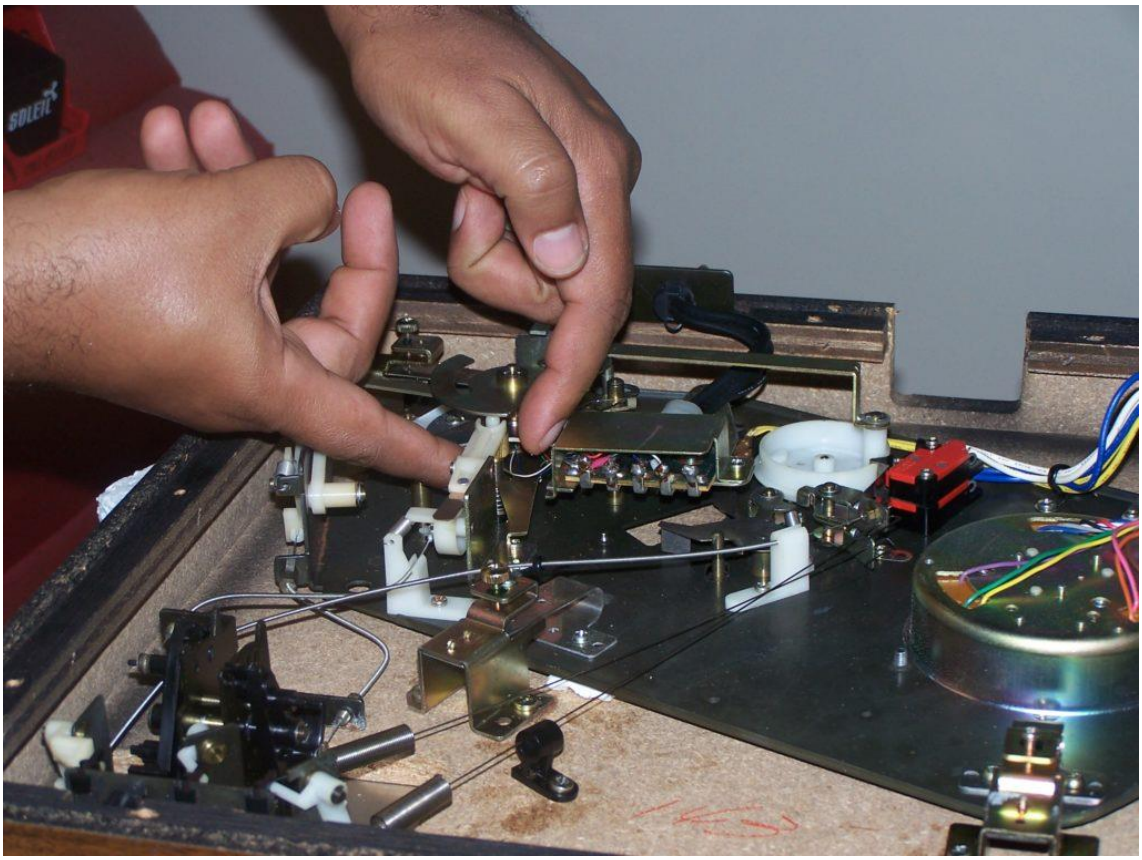


Colocação de cápsula e agulha.

O sistema de lift recebeu um pouco de óleo de silicone de alta viscosidade para corrigir a velocidade de subida e descida. Os cabinhos do headshell foram trocados por outros da Analogis, fornecidos pelo confrade Ricardo Olbricht (in memoriam).



Cabinhos Analogis – material de ótimo custo/benefício



Ajuste do sistema de elevação (lift) e retorno do braço



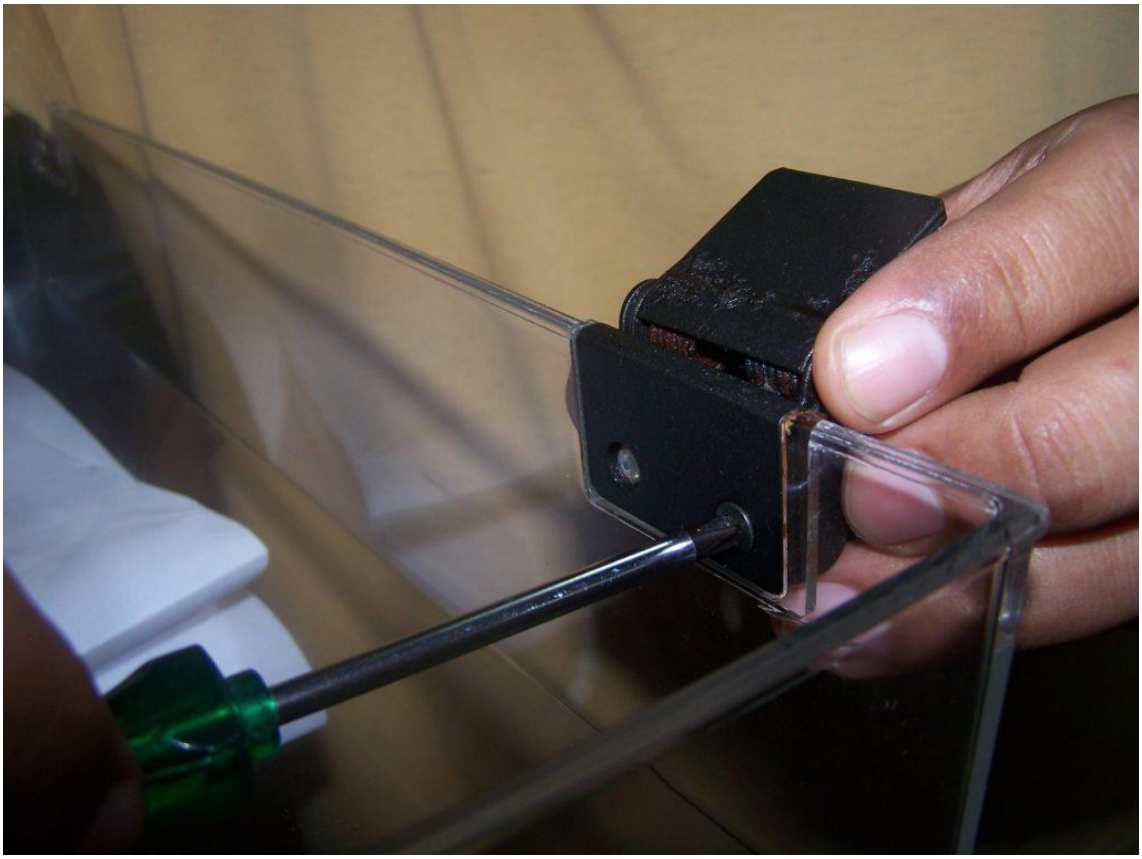
Fechamento da tampa do fundo com os pés já montados



Recolocação do prato



Recolocação do tapete de borracha



Fixação de dobradiças na tampa

E assim ficou o meu Pioneer PL-530 depois de 4 dias de atividade…nada mau para uma iniciativa DIY!!!



Serviço concluído!



Equipamentos vintage utilizados nos testes: Pré-amplificador Gradiente P1, Amplificador SAE A301, Deck Pioneer RT011L e caixas FAR L65

É possível que no futuro ele precise de um recap, mas até o momento não senti a necessidade. Foram feitos vários testes e o toca-discos se mostrou um aparelho de ótima qualidade. Comparando as diversas cápsulas que testei o melhor resultado que obtive foi com a Shure M44. Quando for possível pretendo experimentar outras como a Audio Technica, Grado e Ortofon, que têm modelos com custo/benefício atraente.

Aproveito a oportunidade para registrar meus agradecimentos à minha esposa Márcia, pela concessão da mesa da sala de jantar, à filhota Carol por todo o apoio no trabalho, aos confrades Júlio Thomé e Emerson Pastorelli pelo suporte na aquisição dos plinths e à turma da Lista de Discussão Somtrês pelos incentivos DIY!

Até a próxima!!!

Construa Um Amplificador em Classe A, Para Algo Mais...

Parte II

Marcelo Yared*

Então, pessoal, neste mês continuaremos com o nosso projeto do amplificador em classe A, seu diagrama esquemático, medições objetivas etc.

Iremos agora relembrar, e esclarecer, alguns pontos sobre este projeto:

- Utiliza apenas semicondutores fáceis de se achar no comércio. Algum cuidado tem que ser tomado quanto aos transistores de potência, por conta de falsificações, mas, de uma forma geral, esse risco é baixo. São transistores baratos;

- esses semicondutores já estavam disponíveis nas décadas de 1970 e 1980, assim, a fidelidade e demais características agora obtidas poderiam sê-lo então, com os procedimentos adequados de projeto e montagem;

- eles podem ser substituídos por componentes mais modernos, sem problemas, com ganho de qualidade e durabilidade, para quem assim o desejar;

- os resultados podem variar em função da montagem, fonte utilizada e fiação. Construa sabendo de seus riscos e limitações;

- algumas características foram adequadas ao fato de que este amplificador trabalhará em duas classes de amplificação distintas, bem como para a utilização de tensões maiores em classe B, de forma a se obter mais potência na saída nesta condição de operação;

- Como o consumo de corrente é constante, e alto, quanto melhor a fonte melhor o resultado, dentro de certos limites, contudo.

Diagrama esquemático

O circuito utilizado segue os convencionais amplificadores de três estágios que podem ser encontrados nas referências já citadas na primeira parte deste artigo, com alguns ajustes e adaptações para nossa realidade e disponibilidade de componentes.

A entrada apresenta impedância relativamente baixa, mas facilmente excitável por um bom pré-amplificador.

Para aumentar as chances de sucesso nesta empreitada, é aconselhável utilizar-se um medidor de HFe para transistores bipolares, que não precisa ser sofisticado, para providenciar o casamento de ganho entre alguns deles.

***Engenheiro Eletricista**

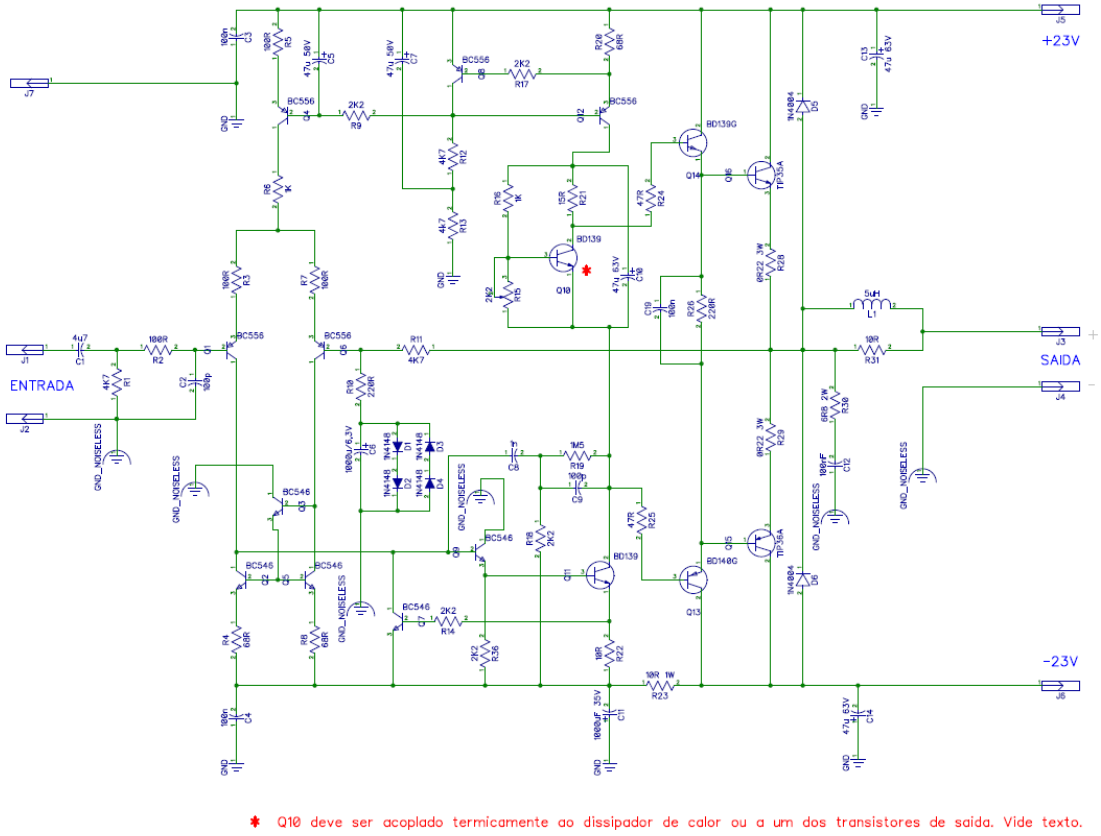
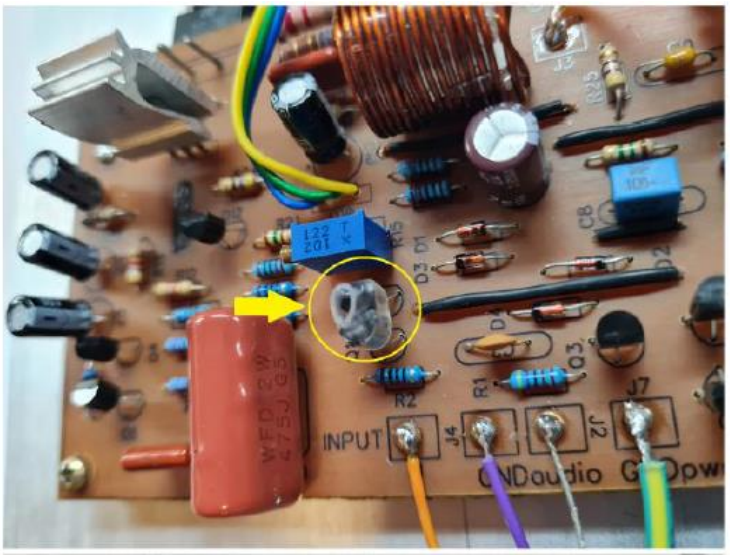


Figura 1 - Diagrama esquemático do amplificador

O estágio de entrada é comum, com um amplificador diferencial, gerador de corrente constante e um espelho de corrente. Importante aqui é casar os ganhos e, se possível, os Vbe de Q1 e Q6 e Q2 e Q5. Todos os transistores BC deste projeto devem ser os do tipo C, dadas suas características de maior ganho estático.

Q1 e Q6, como já citado na primeira parte deste artigo, devem ser acoplados termicamente da melhor maneira possível. Um bom procedimento é besuntá-los com pasta de silicone e uni-los com um espaguete termo retrátil.



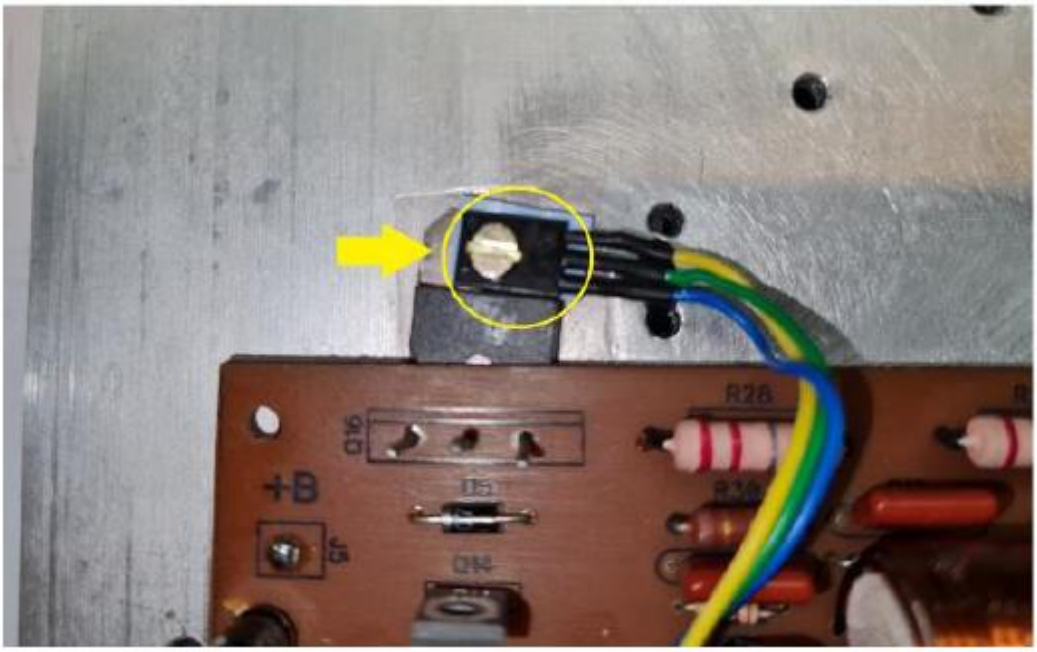
R1, R3, R4, R7, R8, R10 e R11 podem ser resistores de 1% de tolerância, sendo que R1, R10 e R11 podem ser de filme metálico. Não são características obrigatórias, mas serão bem-vindas, se adotadas.

Observem que o esquema mostra dois tipos de aterramento, que devem seguir separados até a fonte de alimentação, especialmente J4 e J7. Isso é importante para evitar-se aumento de distorção. A colocação incorreta leva desses aterramentos leva a aumentos da ordem de 10 vezes na distorção harmônica, o que foi verificado em nossas próprias medições do protótipo.

O estágio de amplificação de tensão, Q10, Q11 e Q12 também é comum e agrega o multiplicador de Vbe (Q10).

Quanto a este último, os seguintes cuidados são necessários:

- Antes de se energizar o amplificador para seus ajustes iniciais, o trimpot R15 deve estar ajustado para a posição de maior resistência entre a base e o emissor de Q10, ou seja, o terminal central deve estar ajustado para resistência nula entre ele e a base de Q10;
- se for possível, utilize trimpot multivoltas, pois o ajuste de corrente de repouso é um pouco sensível. Poupa bastante tempo;
- Q10 deve estar termicamente acoplado a um dos transistores de saída ou ao dissipador de calor, firmemente. Pode ser utilizado o furo de fixação do transistor de potência para isso. Se o encapsulamento deste último for completamente plástico, não há necessidade de uso de isolante elétrico entre Q10 e ele. As ligações entre Q10 e a placa impressa devem ser as mais curtas possíveis.



Quanto ao estágio de saída, a configuração é Darlington tradicional, em seguidor de emissor com par complementar. Os transistores de saída merecem bastante atenção e devem estar firmemente fixados no dissipador de calor.

No esquema estão indicados os (mais robustos) TIP35A/TIP36A. Têm mais ou menos as mesmas características do par TIP3055/TIP2955, mas maior potência máxima, corrente máxima e fT um pouco mais elevado.

O indutor L1 não é crítico em seu valor. No meu caso, 16 voltas de fio #19AWG em uma fôrma de diâmetro de 20mm foram adequados.

O circuito permite, sem nenhuma alteração, trabalhar-se com tensões de alimentação de até 30VCC simétricos. Com isso, a potência que pode ser obtida à saída sobe significativamente. Na seção de resultados das medições falaremos mais sobre isso.

Placa impressa e montagem

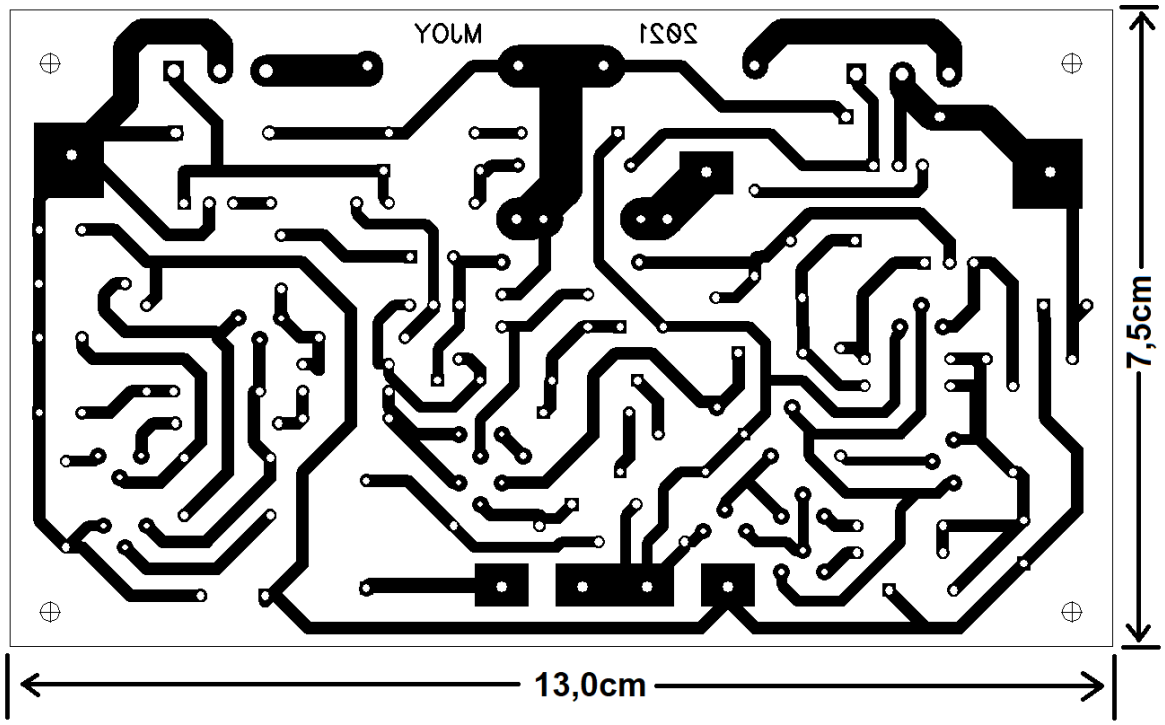


Figura 2 – Placa impressa do amplificador - lado do cobre - invertido

A placa impressa tem 13,0cm por 7,5cm e pode ser de fenolite ou fibra de vidro. Observe que na figura 2 a impressão está invertida, de forma que possa ser usado o processo de transferência térmica para a placa, o mais simples e comum para o hobista. As conexões de terra, que devem ser unidas na fonte, apesar de estarem lado a lado na placa, não devem ser unidas aí, mas somente na conexão central, na fonte.

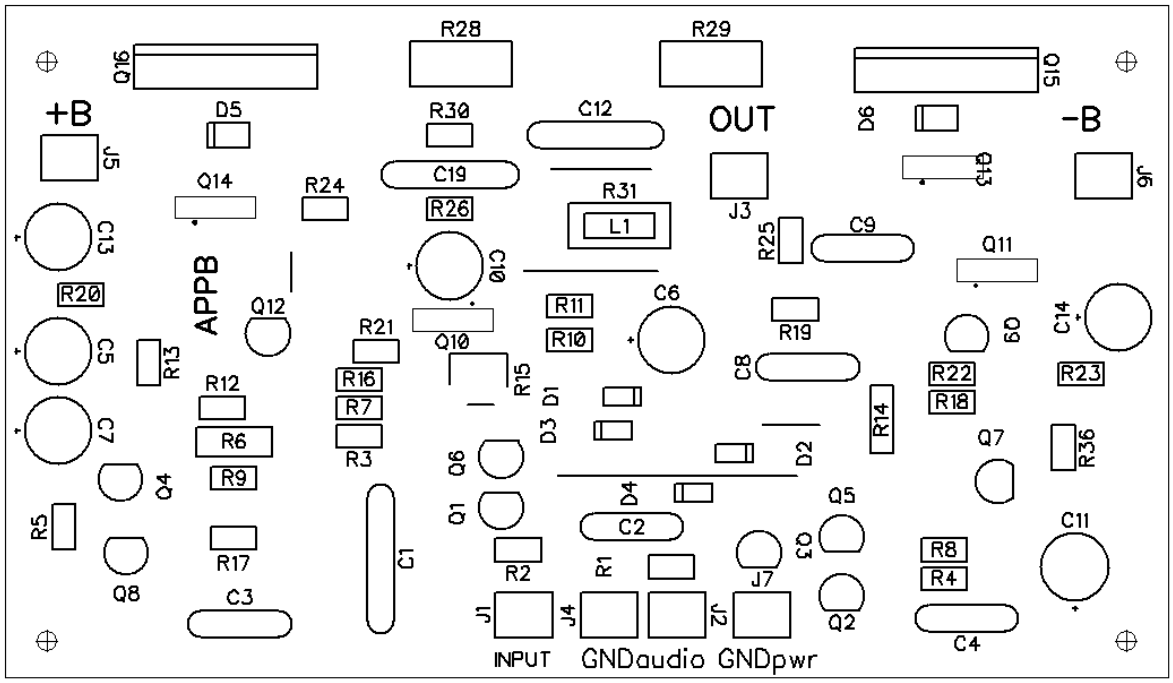
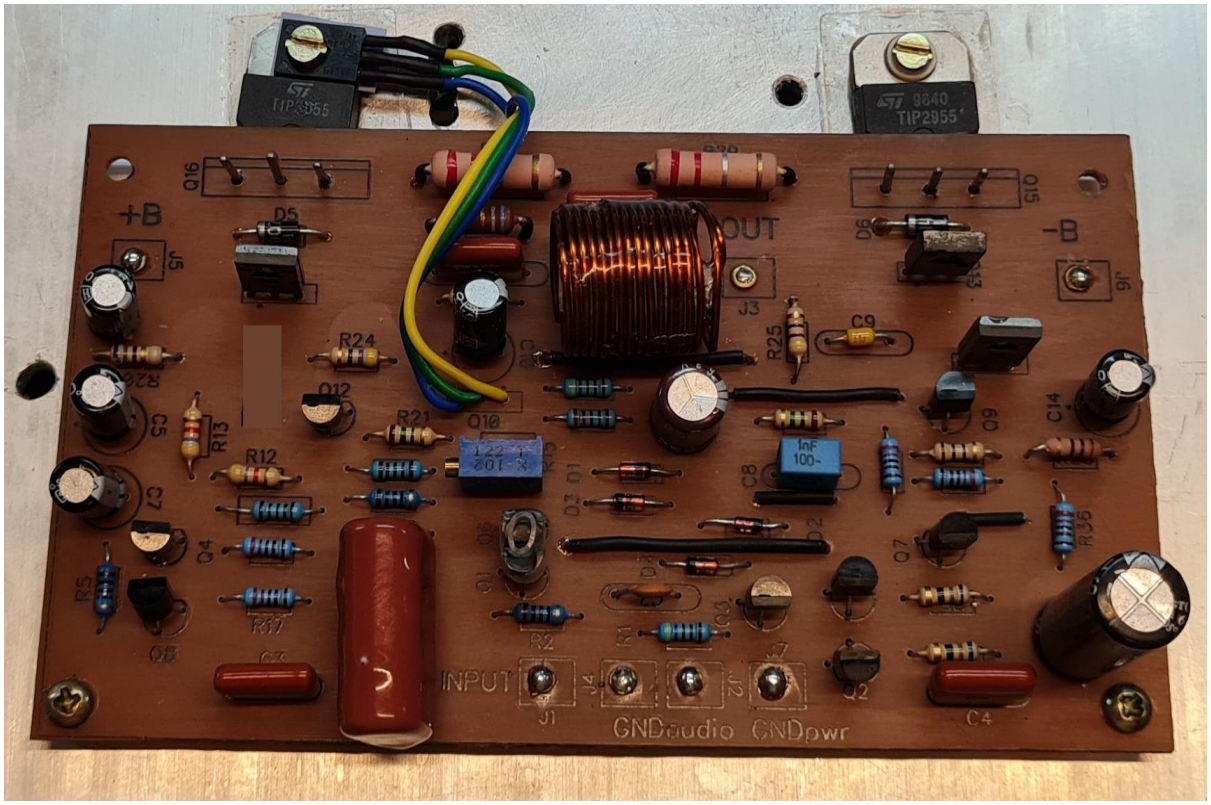


Figura 3 – Placa impressa do amplificador - lado dos componentes

A montagem é simples e requer apenas os cuidados já apontados no texto. A foto abaixo é a da versão de testes, que difere apenas em um “jumper” em relação à placa da figura 2. Para as correntes que circulam na placa, cabinhos coloridos de ligação de #1,5mm^2 são mais que suficientes.



Algumas considerações sobre o circuito utilizado

Nada obstante a simplicidade e o uso de soluções bem conhecidas para cada estágio, o circuito foi concebido dentro das técnicas de otimização sugeridas por Self e Cordell, nas referências já citadas. Não foram utilizadas simetrias complexas e outros recursos de projeto que, nada obstante seu valor, não são necessárias para a obtenção de amplificadores com características superiores, para os padrões atuais.

Os cuidados foram os necessários para se manter a distorção harmônica e a relação sinal-ruído as melhores possíveis, e, com isso, eventuais problemas ou dificuldades em relação a outros parâmetros devem não ocorrer.

De uma forma geral, desempenhos inferiores por deficiência de projeto em relação ao ‘slew rate”, intermodulação etc irão aparecer na forma de artefatos de distorção à saída, e poderão ser medidos. Neste caso, foram ou muito baixos ou mesmo insignificantes, como poderá ser visto abaixo.

Ajustes, fonte de alimentação e medições em bancada

Fizemos medições com a polarização em classe A, com a corrente de repouso em 1,15A (aproximadamente 500mV entre os emissores de Q15 e Q16) por malha e, posteriormente, em classe B ótima, ajustando-se a tensão entre os emissores dos transistores de saída (Q15, Q16) em 52mV. Os dois ajustes são feitos em R15, que deve ser ajustado lentamente no sentido de redução de resistência até que se alcancem os valores desejados. Deve-se aguardar alguns minutos até que o conjunto dissipador + transistores entre em estabilidade térmica e, então, faz-se novo ajuste, para corrigir variações sobre o valor após estabilidade. Se necessário repete-se esse ajuste algumas vezes, mas, de uma forma geral, é esperada uma pequena variação sobre o valor ajustado.

As medições foram feitas com fonte estabilizada em 22V simétricos e com a montagem aberta, apenas com o (grande) dissipador aterrado. Nada obstante, não houve maiores problemas com interferência e foi possível medir-se as características principais com facilidade.

Para isso, simulamos uma conexão de fonte comum para o amplificador, para que pudéssemos medir os efeitos das conexões de aterramento e alimentação no amplificador.

A conexão entre o transformador e a filtragem principal deve ser exclusiva, sem derivações para o restante do circuito. O esquema abaixo mostra o conjunto de conexões, para um canal de amplificação.

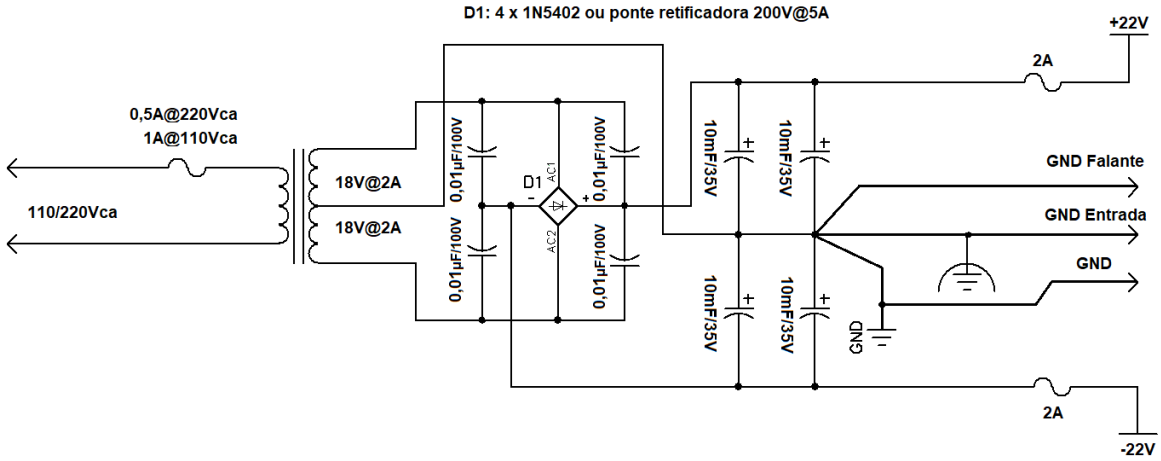


Figura 4 – Sugestão de fonte com diagrama de ligações

Passamos então às medições.

Antes de ajustar a corrente de repouso, energizamos o circuito sem polarização nos transistores de saída e, como esperado, obtivemos uma visível distorção de *cross-sover*. Nas simulações do professor Álvaro Neiva, neste artigo, há a demonstração da descontinuidade na região de transição do sinal aplicado, na saída do amplificador. Vejamos então uma comparação entre a simulação e um circuito real:

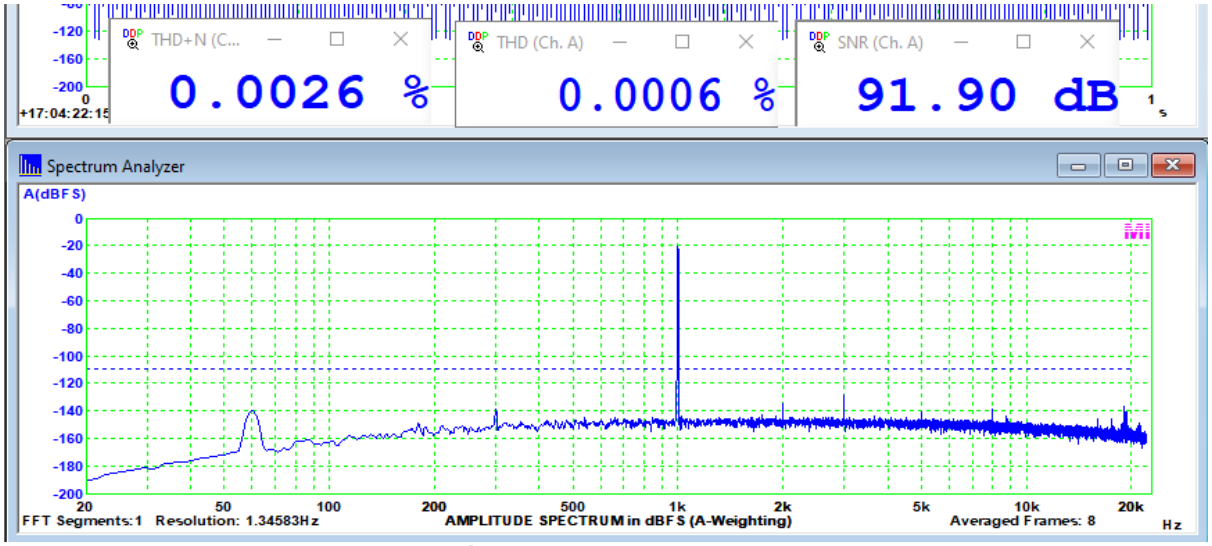


Figura 5 – Deformação na senoide por deficiência no crossover

Inicialmente, medimos a **eficiência** nas duas classes, à potência máxima (**20W**), em 8Ω, a 1kHz, e obtivemos **37% em classe A** e **61% em classe B** ótima. Era esperado também e demonstra a maior eficiência em classe B.

Como os transistores utilizados suportam até 60V de alimentação, aumentamos a tensão da fonte para 30V simétricos e medimos novamente a potência em **classe B somente**, obtendo **45W** eficazes em 8Ω a 1kHz e **80W** eficazes, nas mesmas condições, em 4Ω. Como podemos ver, a operação em classe A é muito desvantajosa no que se refere à eficiência.

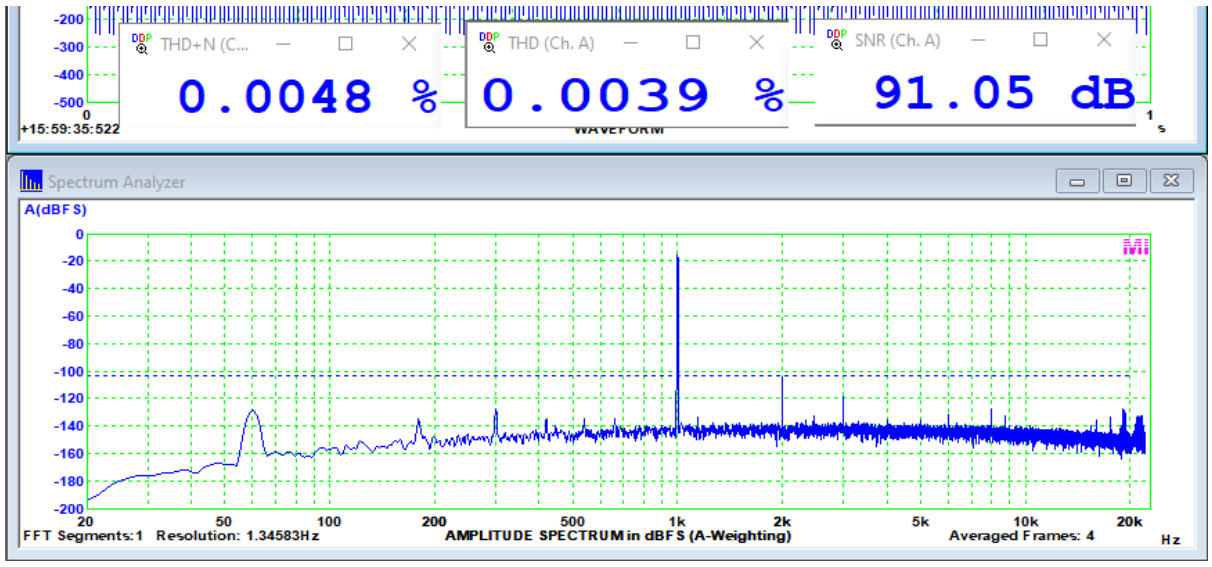
Vejamos agora se é também em relação às demais características objetivas.



Distorção harmônica Total a 1kHz/1W/8Ω - Classe A

O valor de distorção harmônica medido a 1kHz é próximo do residual do equipamento de teste (0,0002%), o que demonstra a excelente linearidade em classe A e o projeto adequado, dentro das boas práticas da literatura moderna. Lembro que todos esses semicondutores já existiam há mais de 40 anos atrás.

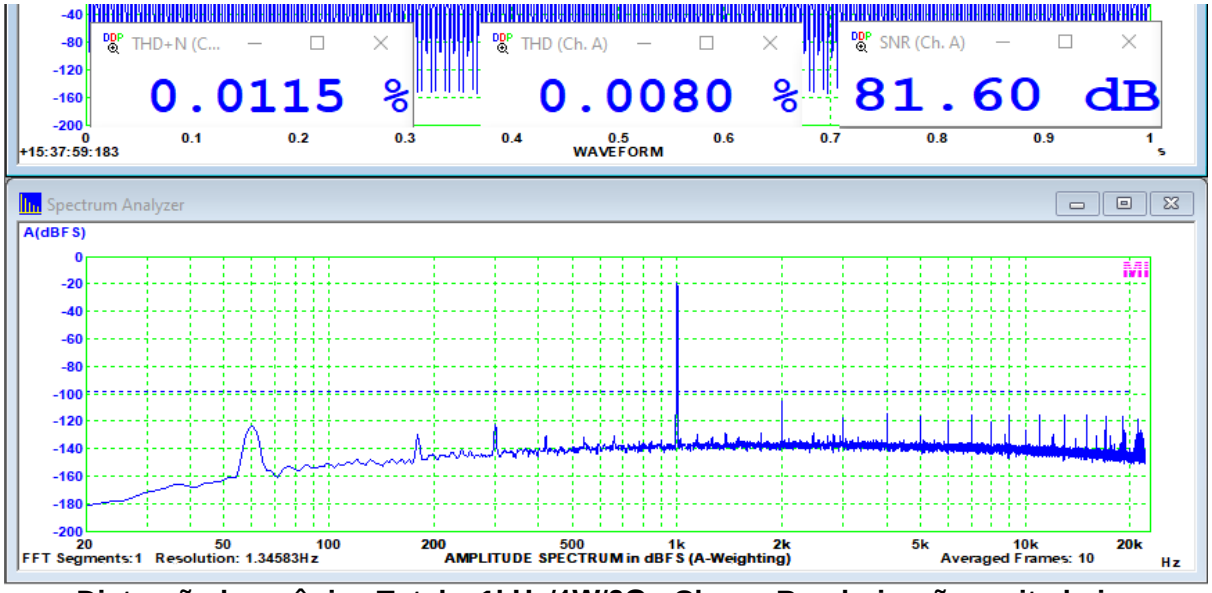
Vejamos a diferença para o mesmo circuito com polarização em classe B ótima.



Distorção harmônica Total a 1kHz/1W/8Ω - Classe B

Novamente ótimos valores, mas maiores que os obtidos em classe A. Estes percentuais são inaudíveis e demonstram, novamente, a linearidade obtida no projeto.

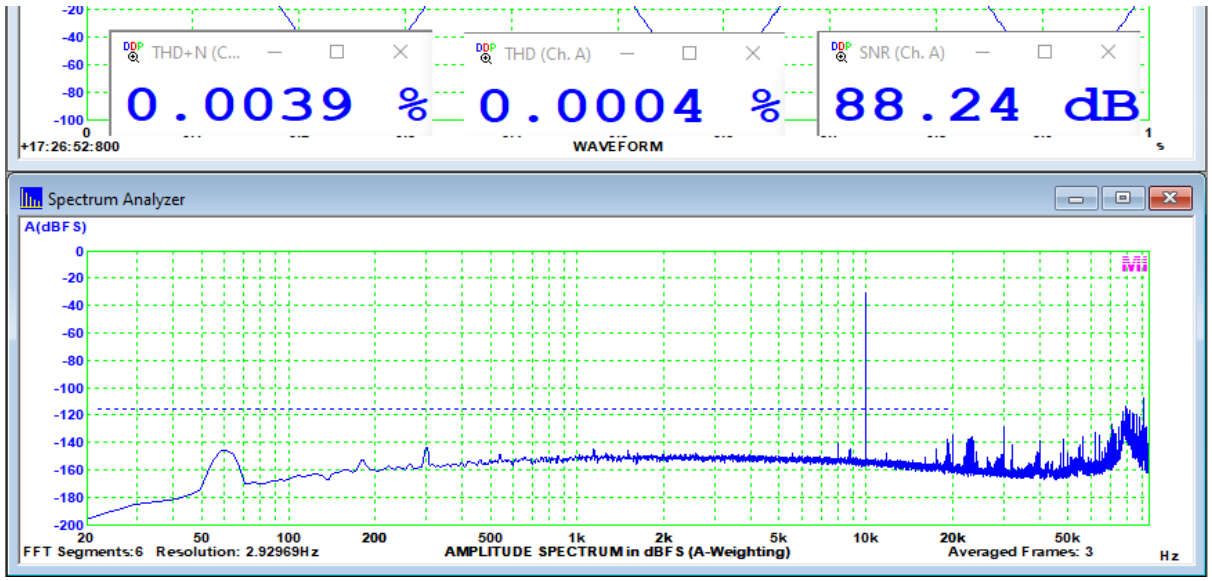
Entretanto, vimos na figura 5 que, com baixa polarização, há um visível “calo” na forma de onda à saída. Percentualmente, o que isso significa? Para sanar a dúvida, medimos a distorção nas mesmas condições e o resultado foi o seguinte:



Distorção harmônica Total a 1kHz/1W/8Ω - Classe B polarização muito baixa

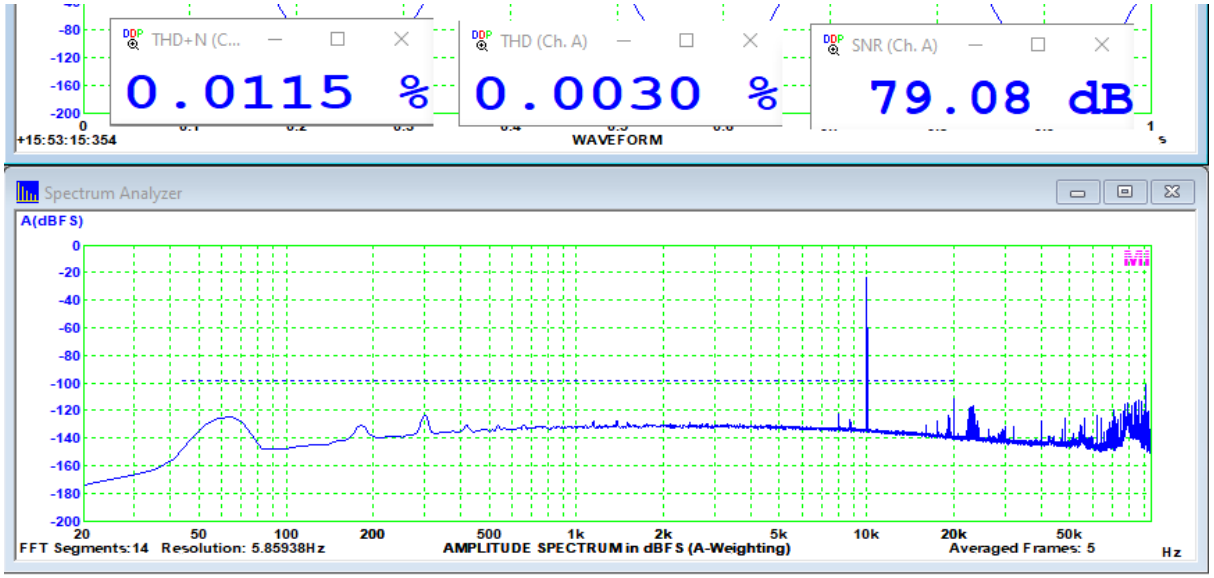
Podemos ver que, apesar de inferior aos demais, não é tão ruim e isso ocorre porque, mesmo saturado, o transistor do multiplicador de Vbe ainda apresenta alguma tensão entre seu coletor e seu emissor, ajudando a reduzir a não-linearidade do crossover, além do bom projeto eletrônico, que também ajuda.

Mas estamos falando de medições a 1kHz. E esse efeito é mais pronunciado conforme a frequência sobe e a realimentação diminui sua efetividade. Vejamos então a 10kHz, 1W, 8Ω.



Distorção harmônica Total a 10kHz/1W/8Ω - Classe A

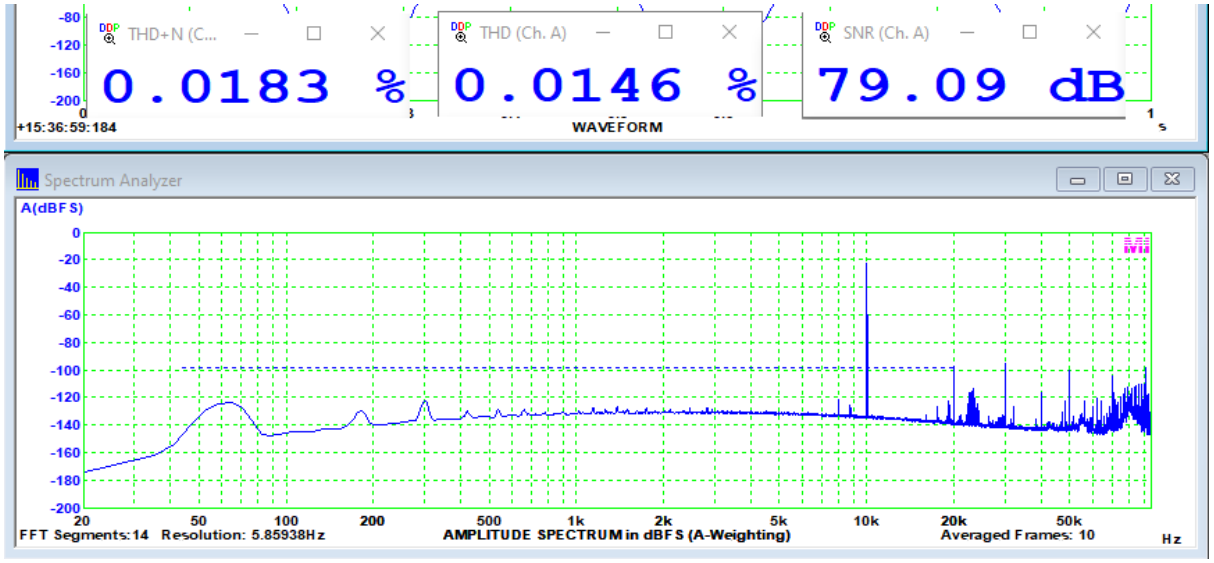
O amplificador em classe A continua com excelente performance, melhor até, aparentemente pela limitação de harmônicos na faixa audível.



Distorção harmônica Total a 10kHz/1W/8Ω - Classe B

Aqui vemos a vantagem da polarização em classe A no que se refere à distorção harmônica. São valores ainda muito baixos, mas muito maiores que os anteriores.

E com polarização muito baixa?

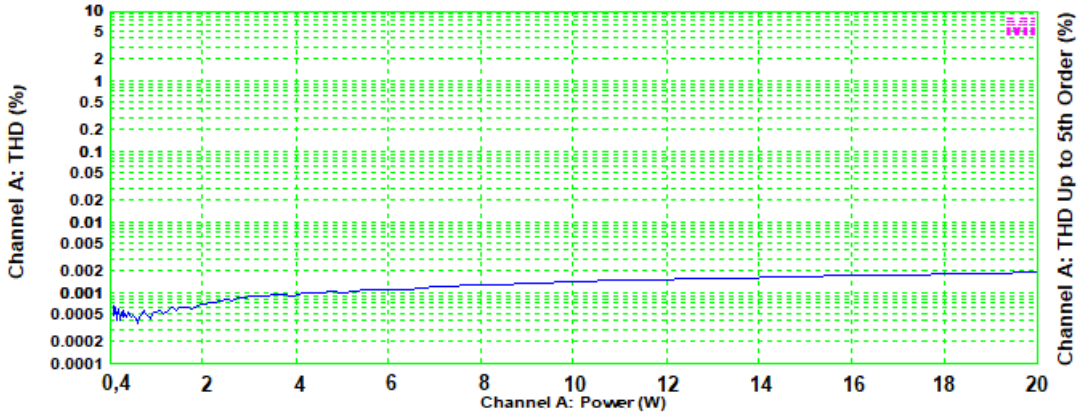


Distorção harmônica Total a 10kHz/1W/8Ω - Classe B polarização muito baixa

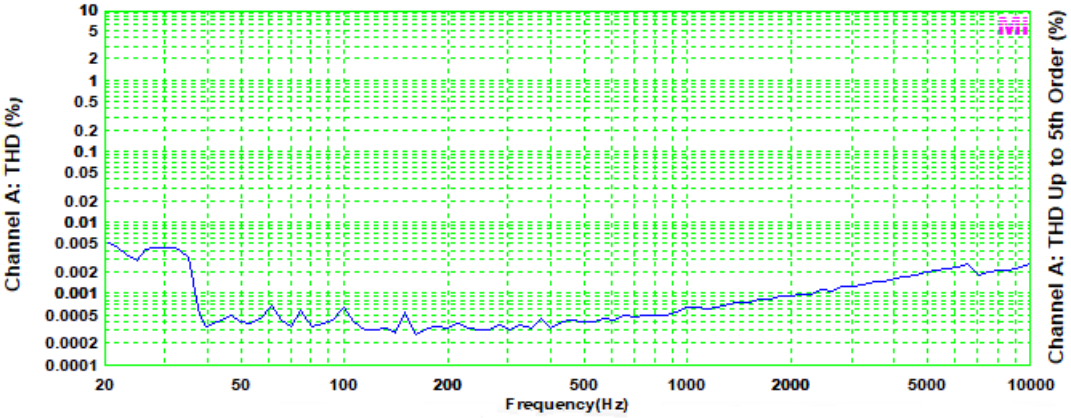
Fica clara a importância da polarização adequada do estágio de saída para a redução da distorção em amplificadores transistorizados.

E isso também levanta outra questão interessante, cuja resposta creio que pode gerar bastante discussão: esse nível de distorção, nessa faixa de frequências, é audível? Talvez a resposta ajude a explicar porque amplificadores com projetos mais simples e de baixa polarização das décadas de 1980 e 1970 têm, até hoje, muitos fãs, que acham sua sonoridade agradável.

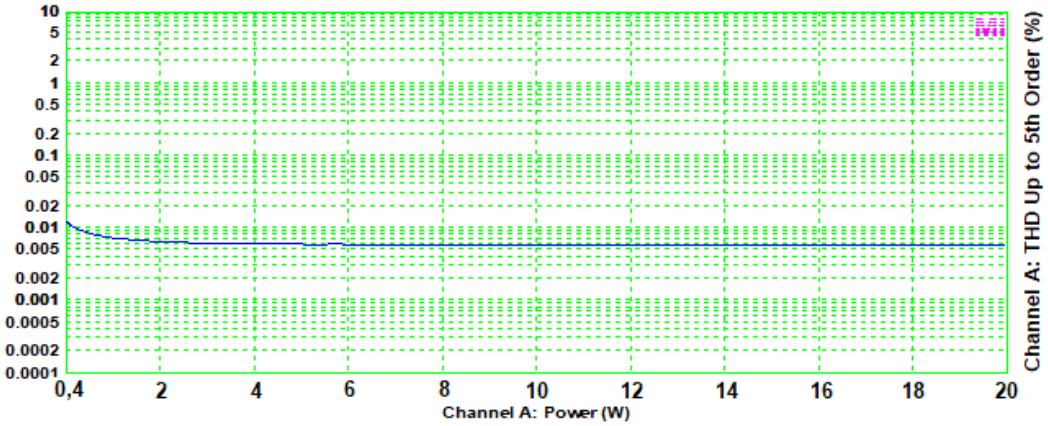
Foi efetuado um conjunto mais detalhado de medições para as duas classes, mostrando a diferença significativa no comportamento das duas polarizações no que se refere à distorção.



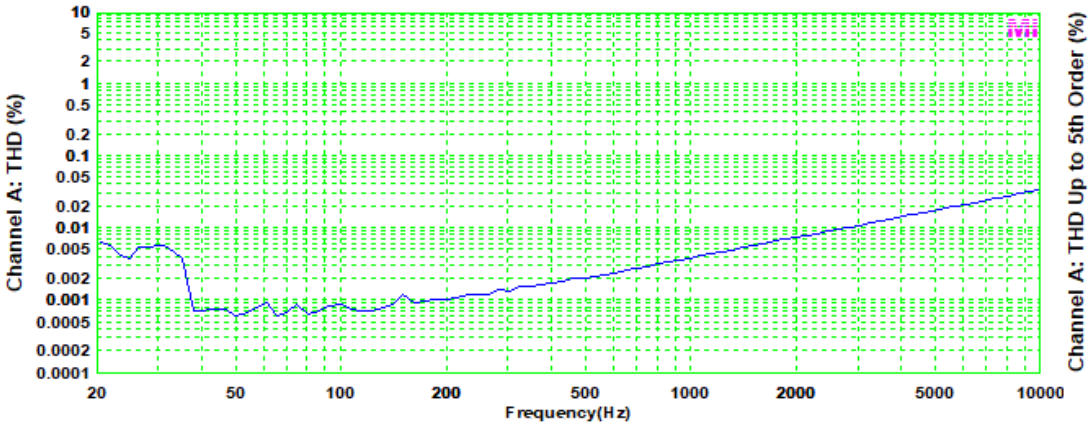
Distorção Versus Potência a 8Ω - Classe A



Distorção Versus Frequência a 1W/8Ω - Classe A



Distorção Versus Potência a 8Ω - Classe B



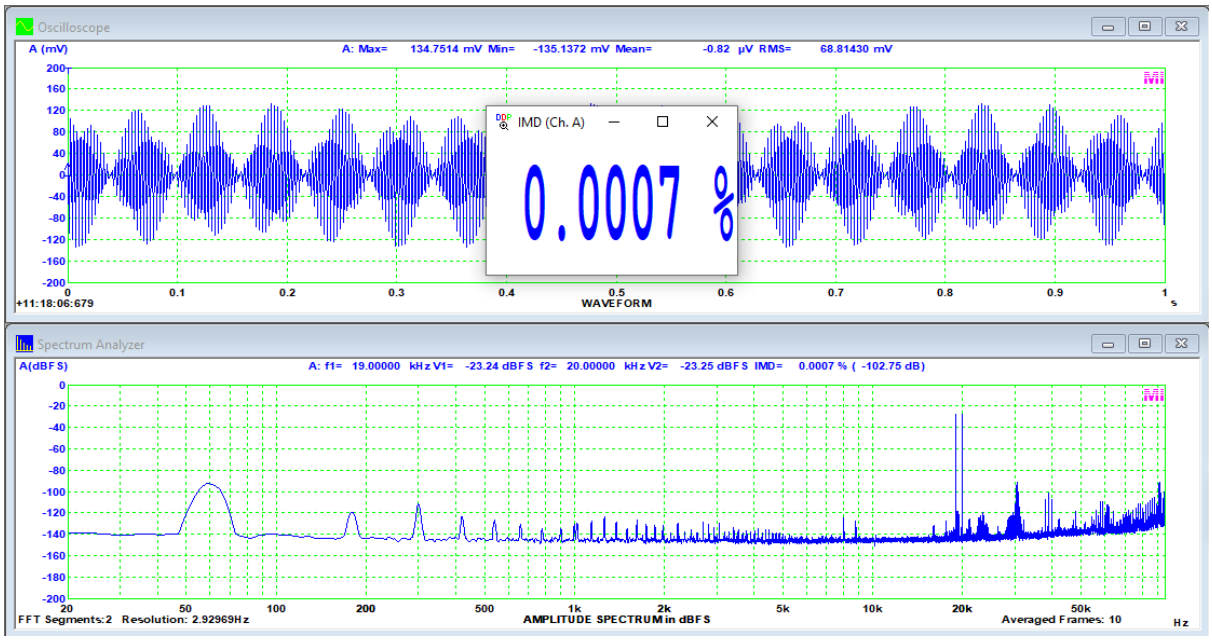
Distorção Versus Frequência a 1W/8Ω - Classe B

Em classe B, temos também uma boa performance, mas com valores absolutos bem maiores e com a já esperada rampa de crescimento acentuado a partir de 200Hz.

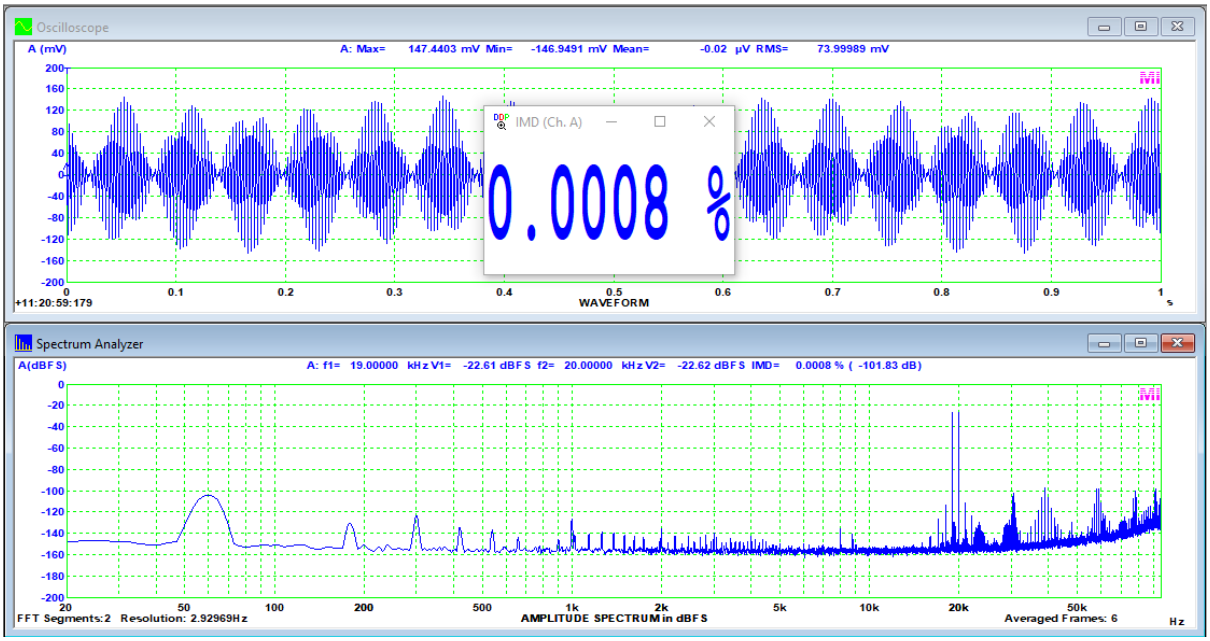
Neste ponto, vemos que os valores de DHT mostram boa linearidade de uma forma geral, com resultados satisfatórios. Tecnicamente, isso significa que as demais características objetivas devem ser satisfatórias.

Vejamos o comportamento da distorção por intermodulação, que, dado o bom comportamento em relação à distorção harmônica, deve ser satisfatório também.

Utilizamos dois padrões de medição, o primeiro, **CCIF** (19kHz e 20kHz), para avaliar eventuais deficiências na capacidade de resposta em altas frequências para duas faixas de potência de saída, com polarização em classe B ótima.



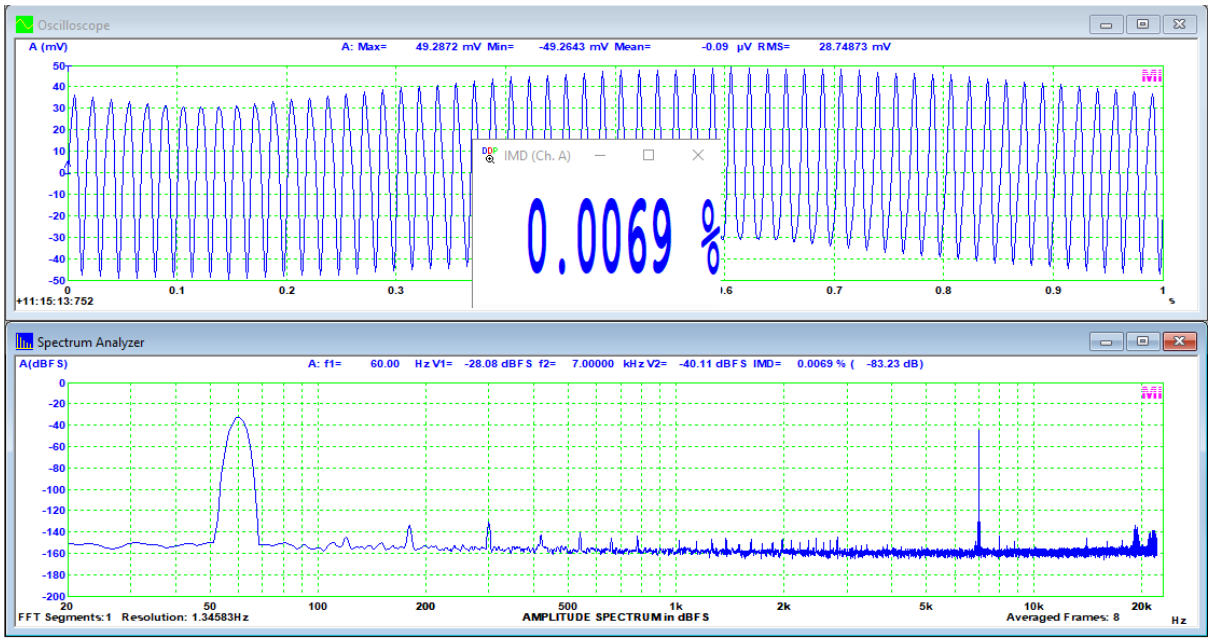
Distorção por Intermodulação CCIF a 1W/8Ω



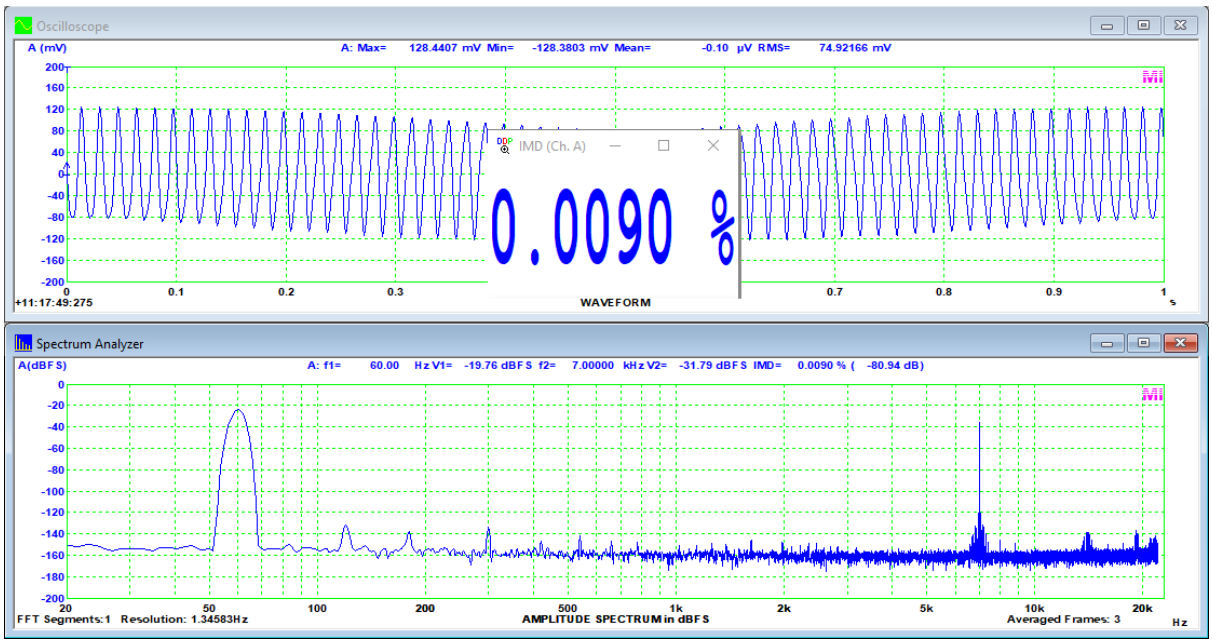
Distorção por Intermodulação CCIF a 10W/8Ω

Bons valores, mostrando que o circuito - apresentando boa linearidade nos testes de harmônicos simples - deverá ter boa performance na composição também, normalmente.

Vejamos então com um teste que envolva baixas frequências. Escolhemos o padrão **SMPTE** (60Hz e 7kHz, 4:1).



Distorção por Intermodulação SMPTE a 1W/8Ω

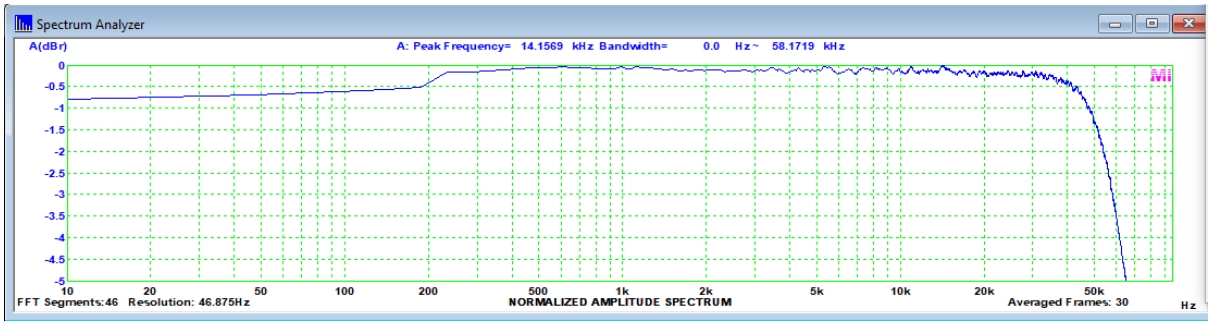


Distorção por Intermodulação SMPTE a 10W/8Ω

Em ambos os casos, baixa intermodulação, compatível com os valores de DHT obtidos.

Vejamos agora as demais características, medidas em classe B, lembrando-se de que é um protótipo, na bancada. Acreditamos que os valores de distorção, ruído e outros poderão ser melhorados em uma montagem final, dentro de um chassis devidamente aterrado com as ligações adequadas, tanto de sinal quanto de potência.

Apesar disso, todas as medições mostram um amplificador de muito alta qualidade, com alta linearidade, utilizando componentes comuns.



Resposta em frequência com ruído branco a 1W/8 Ω

Como o limite de nosso analisador está na casa dos 60kHz, fizemos o teste de varredura para encontrar a banda passante do circuito e medimos **a -3dB, de 7Hz a 300kHz**. Apesar de ser uma excelente resposta e eventualmente agradar certos públicos de audiófilos, sugerimos limitá-la a algo em torno de 80kHz, mediante o uso do adequado filtro na entrada.

O **slew-rate** medido foi de **30V/µs**, muito mais que suficiente para os seus objetivos.

O **fator de amortecimento** alcançou o valor de **250**, muito bom, também.

O **ganho** do estágio foi medido em **22 vezes**, sendo que bons pré-amplificadores. com no mínimo **1Vrms** de tensão máxima de saída. estarão aptos a excitá-lo a 20W.

Conclusões

Com as medições efetuadas podemos chegar a algumas conclusões interessantes sobre as classes de amplificação e o projeto de amplificadores de potência:

- Classe A é ineficiente e, se bem projetados, amplificadores que trabalhem em classe B, com a adequada polarização, oferecerão performance mais que satisfatória para reprodução sonora em alta-fidelidade;

- a classe A oferece excelentes características de distorção e se calor, custo de energia e peso não forem problemas, é a que oferece a melhor linearidade, não se considerando aqui os modernos amplificadores em classe D, em relação às demais classes existentes;

- já é possível, de longa data, construir-se amplificadores de alta fidelidade objetiva com os componentes e a tecnologia disponíveis desde o início da década de 1970, quando o grande avanço na manufatura de semicondutores disponibilizou, de forma acessível, componentes adequados para isso;

- amplificadores em classe B com baixa polarização podem apresentar valores de distorção relativamente baixos, que podem ser satisfatórios, dependendo da aplicação pretendida;

- quando corretamente projetados, questões sobre deficiências derivadas da falta de linearidade do amplificador, tais como slew limiting, distorção de transientes etc podem ser ignoradas, sem maiores problemas;

- com transistores “lentos” e antigos, como os de potência ora utilizados, construímos um amplificador com distorções na casa dos milésimos de por cento e capaz de reproduzir frequências da ordem de centenas de kHz; assim, apesar de haver, com certeza, ganhos na utilização de componentes mais modernos, não será aquele transistor japonês “sofisticadíssimo (e caro), produzido com o silício das areias das praias de Bali”, que, sozinho, fará um projeto ruim, já definido, melhorar do “vinagre para o vinho francês”. Bons projetos dependem muito mais do uso adequado dos componentes e das boas práticas de projeto, há muito definidas, e que nossos professores colaboradores exploram e descrevem em Antenna, para esse tipo de circuito.

No caso deste amplificador, sem maiores modificações, podem ser utilizados os transistores 2SA970/C2240, 2SA1837/C4793 e 2SA1943/C5200, que, acredito, devem permitir ao circuito apresentar melhor linearidade ainda. Com esses componentes seria possível aumentar-se ainda mais a tensão de alimentação, para obtenção de mais potência à saída, o que demandaria alterações em valores de componentes; seria tarefa para aqueles com mais conhecimento sobre o assunto.

E ficamos por aqui. Forte abraço e até a próxima.

Lista de material para o amplificador

C1	4u7 100V polipropileno	Q16	TIP3055 ou TIP35A
C2	100p 100V cerâmica	R1, R11, R12 e R13	4K7
C3, C4, C12 e C19	100n 100V poliéster	R2, R3, R5 e R7	100R
C5	47u 50V	R4	68R
C6	1000u 63V	R6 e R16	1K
C7, C10, C13 e C14	47u 50V	R8	68R
C8	1n 100V cerâmica NP0	R10 e R26	220R
C9	100p 100V cerâmica NP0	R9, R14, R17, R18 e R36	2K2
C11	1000uF 35V	R15	Trimpot multivoltas 2K
D1 a D4	1N4148	R19	1M5
D5 e D6	1N4004	R20	68R
L1	5uH *vide texto	R21	15R
Q1, Q4, Q6, Q8 e Q12	BC556C	R22 e R31	10R
Q2, Q3, Q5, Q7 e Q9	BC546C	R23	10R 1W
Q10, Q11 e Q14	BD139	R24 e R25	47R
Q13	BD140	R28 e R29	0R22 3W
Q15	TIP2955 ou TIP36A	R30	6R8 2W

P.S.: Enquanto pesquisávamos por montagens com transistores da família 2N3055, na Internet, encontramos alguns vídeos com afirmações de que esses transistores estariam fora de linha e que, portanto, só haveria falsificações no mercado. Isso não é verdade. Essa família de semicondutores continua sendo produzida por vários fabricantes e pode ser adquirida com facilidade nas lojas físicas e na Internet, tomadas as devidas precauções quanto às falsificações.

O leitor deve ter em mente que um transistor 2N3055 ou MJ2955 da ST ou da Mospec não é ruim ou falsificado por ser dessas marcas, para citar dois exemplos. Infelizmente há muitas falsificações à venda, que usam essas marcas para dar credibilidade ao produto.

Recomendamos verificar com um capacímetro, sempre que possível, o valor da capacitância entre base e emissor desses transistores, que, no caso do 2N3055 da ST, por exemplo, deve se situar na faixa de 1,2nF. Neste artigo fornecemos orientações nesse sentido.

ANÁLISE DO AMPLIFICADOR ADVANCE ACOUSTIC MAA 406



Marcelo Yared*

Neste mês iremos avançar um pouco no tempo e avaliar um amplificador bem mais moderno do que aqueles já avaliados, todos das décadas de 1970 e 1980. Esta análise será interessante para avaliarmos o quanto houve de progresso, ou não, nas características objetivas de tais equipamentos, decorridos de 20 a 30 anos de melhorias tecnológicas.

O aparelho em questão, de fabricante francês, foi lançado na década de 2000 e foi fabricado de 2006 a 2012, sendo, portanto, razoavelmente moderno. De custo bem razoável, tem um visual muito bonito com medidores de potência com estilo tradicional, formando um conjunto bastante elegante.

Era encontrado no mercado brasileiro com relativa facilidade, e tinha (tem) boa fama.

Este equipamento não foi objeto de nenhuma reforma ou manutenção, foi apenas analisado quanto às suas características objetivas, a pedido do seu proprietário, um amigo nosso aqui de Brasília.

O painel traseiro é espartano e contém todas as conexões e informações necessárias para seu bom uso. Saídas de boa qualidade para falantes, entradas balanceadas e desbalanceadas e uma conexão para ativação remota, além da usual entrada IEC para energia, com uma chave geral de força.

***Engenheiro Eletricista**





Seu interior mostra uma montagem muito bem feita, cuidadosa, com blindagens isolando os diferentes circuitos eletrônicos e um enorme transformador toroidal, o que indica, a princípio, boa capacidade de fornecimento de energia para seus circuitos de amplificação.

Abaixo temos uma cópia das especificações técnicas do amplificador, que são bastante simples e, sob certos aspectos, incompletas. Retirei-as de seu manual, que baixei da Internet.

Bastante simples, mas efetivo, e, das suas econômicas especificações, pude confirmar, pela dor nas minhas costas ao carregá-lo para a bancada, que ele realmente pesa uns 20kg...

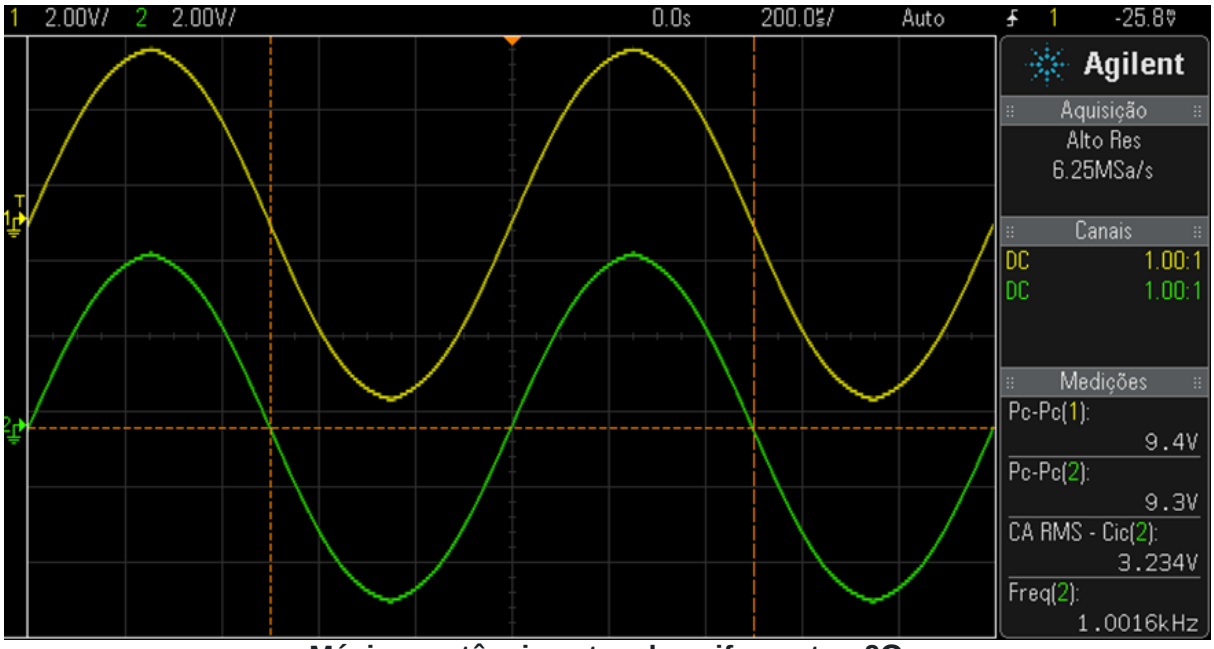
SPECIFICATIONS ET PERFORMANCES
PERFORMANCE SPECIFICATIONS

POWER OUTPUT 8Ω	2X150W
POWER OUTPUT 4Ω	2X220W
FREQUENCY RESPONSE (-3dB)	10Hz-50kHz
DISTORSION	< 0,1%
S/N RATIO	>= 120 dB
CHANNEL SEPARATION	>= 100 dB
INPUT IMPEDANCE	20KΩ
AC INPUT	110-230V
POWER CONSUMPTION S/BY OFF	
POWER CONSUMPTION S/BY ON	
POWER CONSUMPTION MAX	< 500W
TRANSFORMER(S)	1 (800VA)
DIMENSIONS	H.16x l.44x D.42
NET WEIGHT / GROSS WEIGHT	19 / 21,5 kg

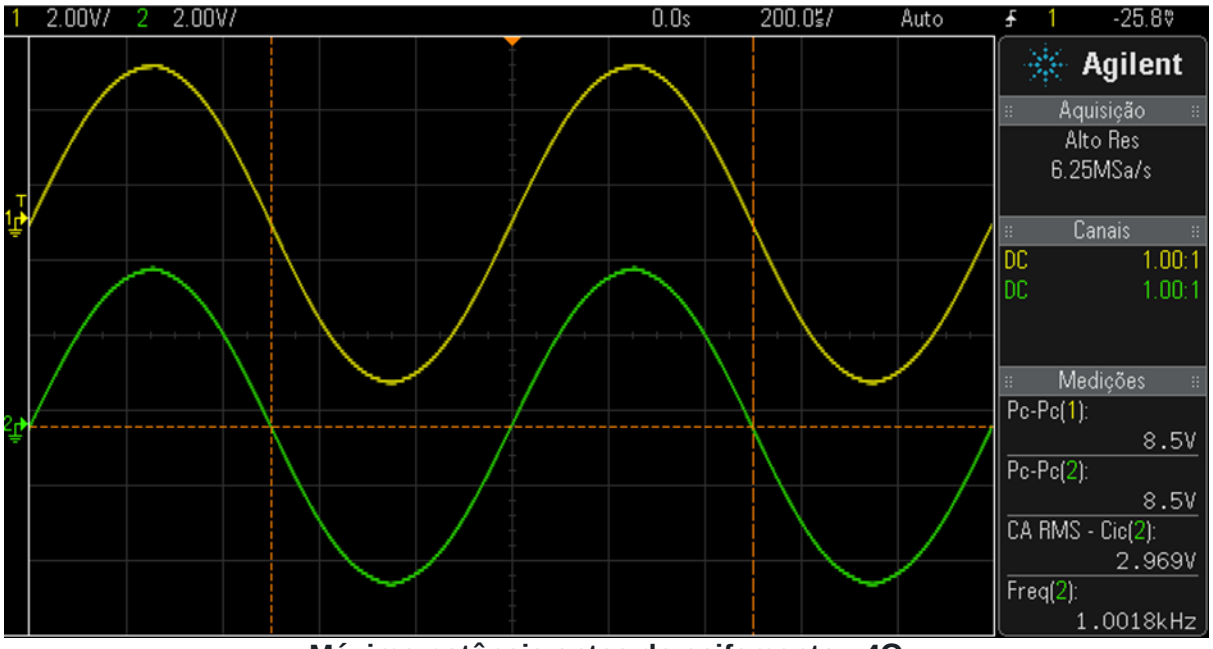
Especificações técnicas do amplificador MAA 406 – Manual do usuário

Medições

Após o adequado pré-aquecimento a 1/3 da potência nominal informada, durante uma hora, partimos para as medições objetivas efetuadas nesse belo equipamento. Tais medições, quando não especificadas em contrário, foram feitas em **8Ω, 1kHz**.

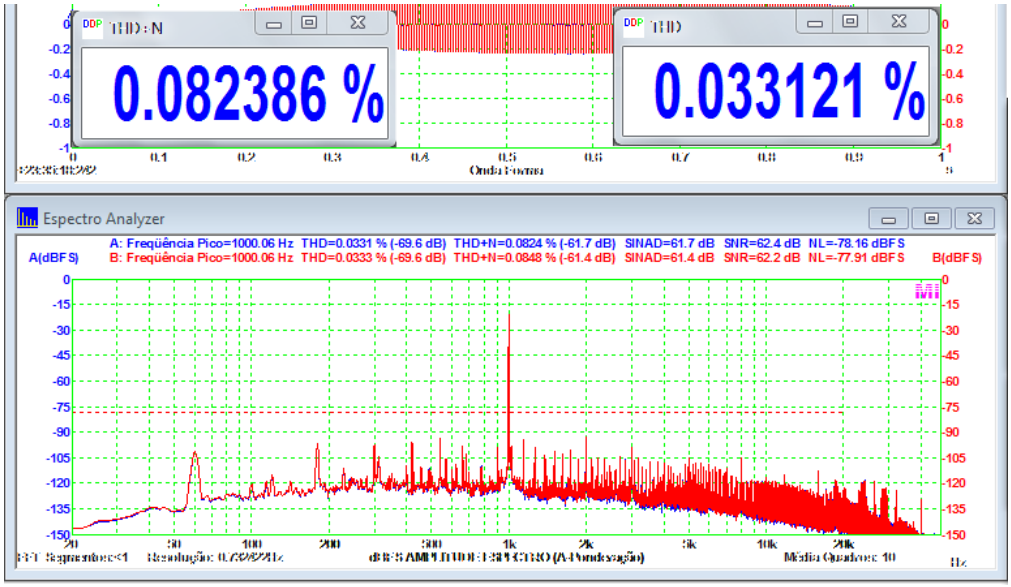


Máxima potência antes do ceifamento - 8Ω

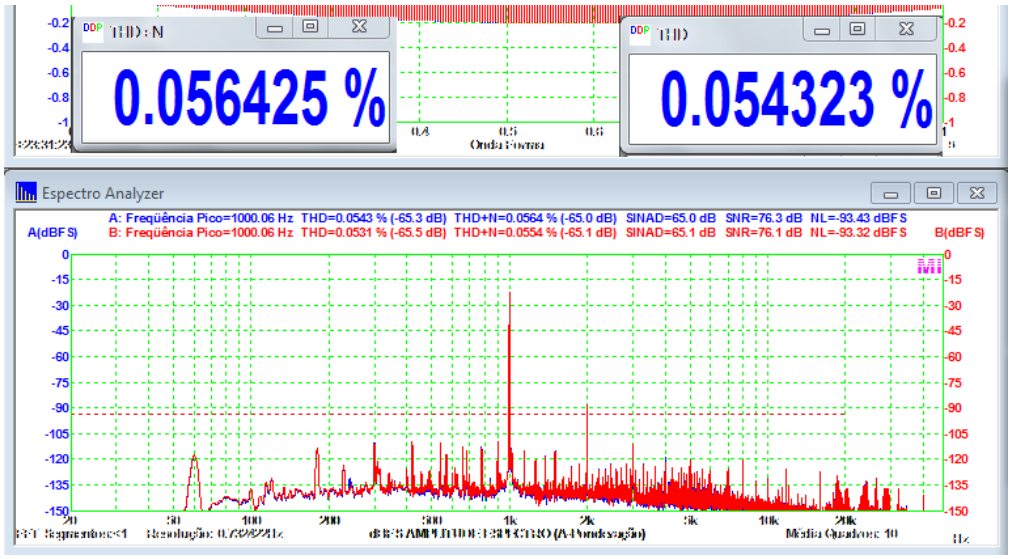


Máxima potência antes do ceifamento - 4Ω

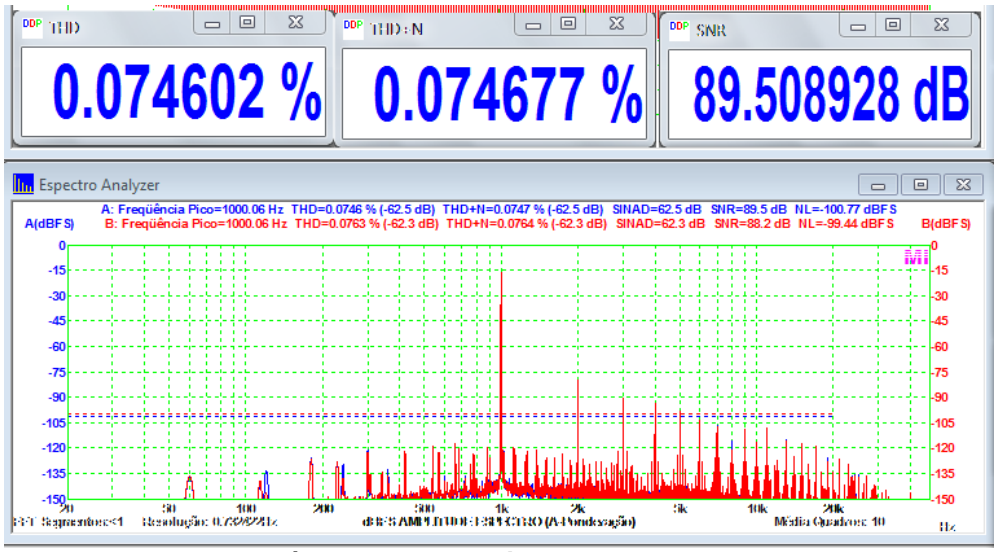
Potência máxima em 8Ω ohms, 230VCA, 1kHz, **130W** eficazes e **220W** eficazes em 4Ω, com os dois canais em carga. Com um canal em carga a potência em 8Ω alcança os **150W** citados no manual.



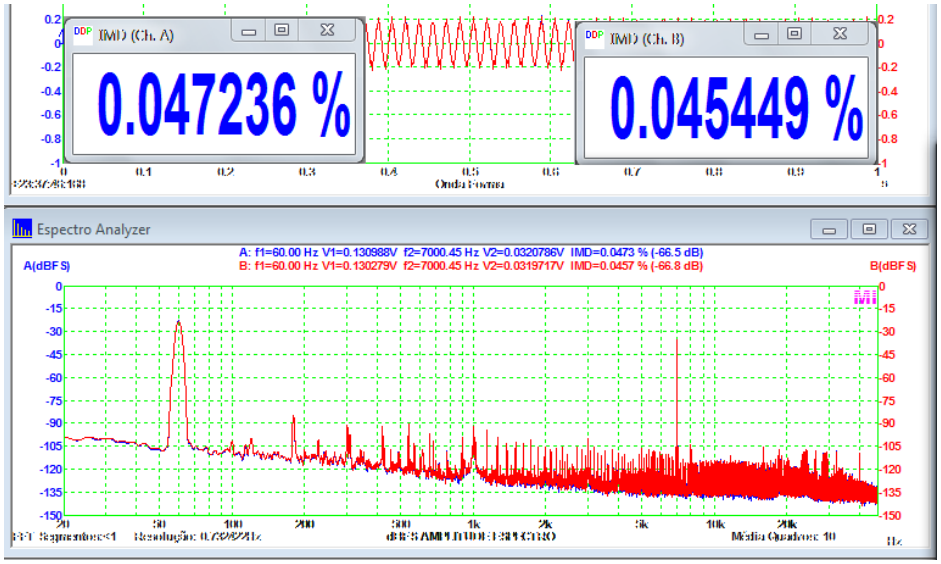
Distorção harmônica Total e ruído – 1W/8Ω - Ponderação A



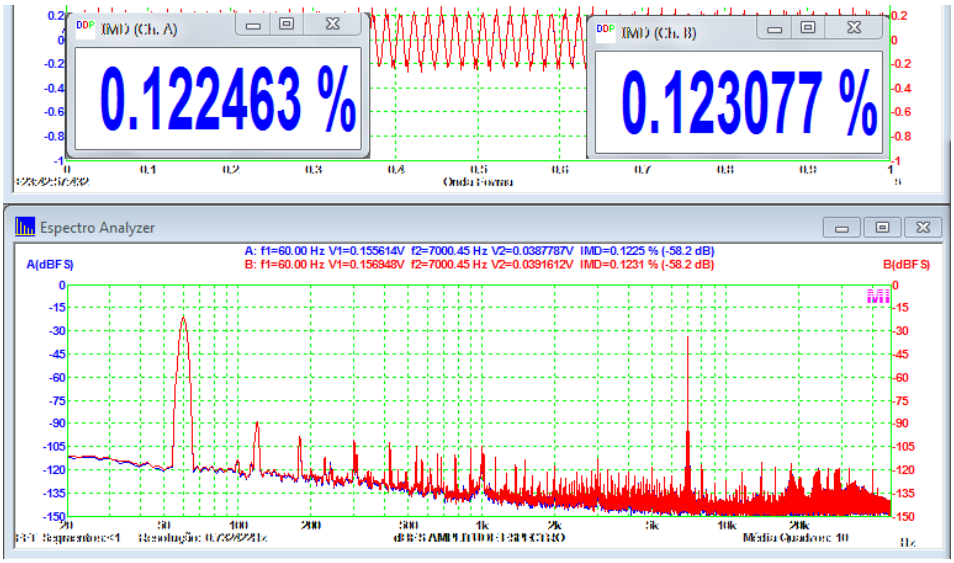
Distorção harmônica Total e ruído – 10W/8Ω - Ponderação A



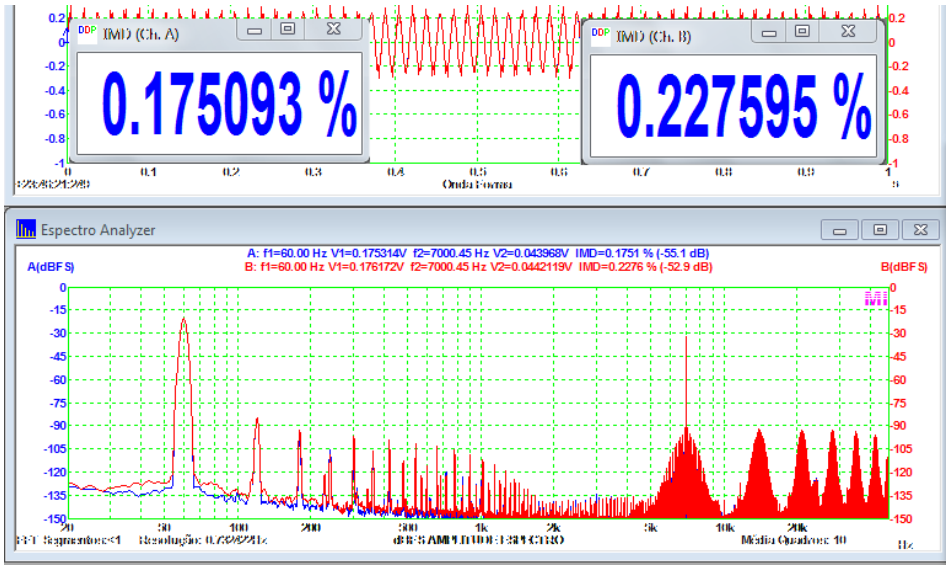
Distorção harmônica Total e ruído – 130W/8Ω - Ponderação A



Distorção por intermodulação – SMPTE – 1W/8 Ω

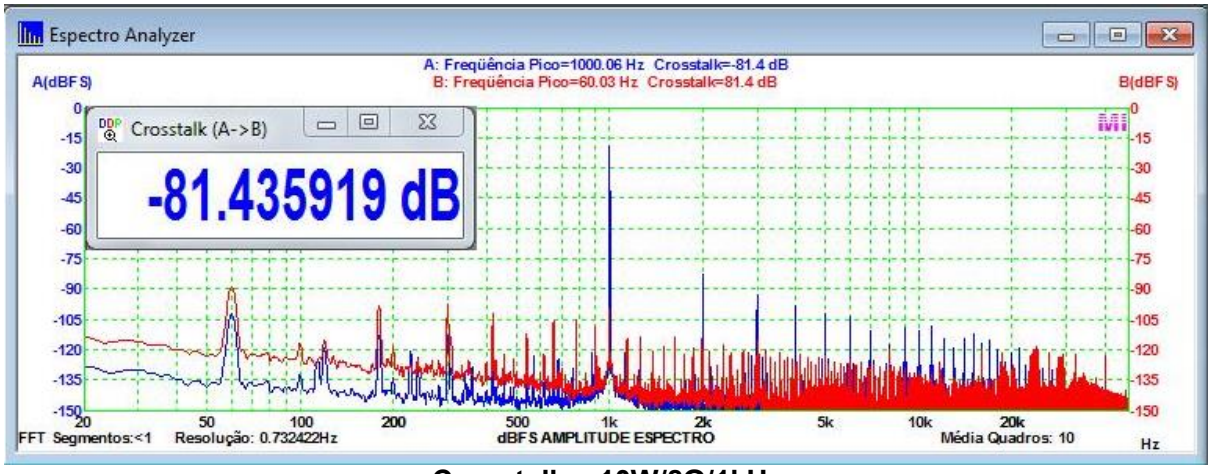


Distorção por intermodulação – SMPTE – 10W/8 Ω



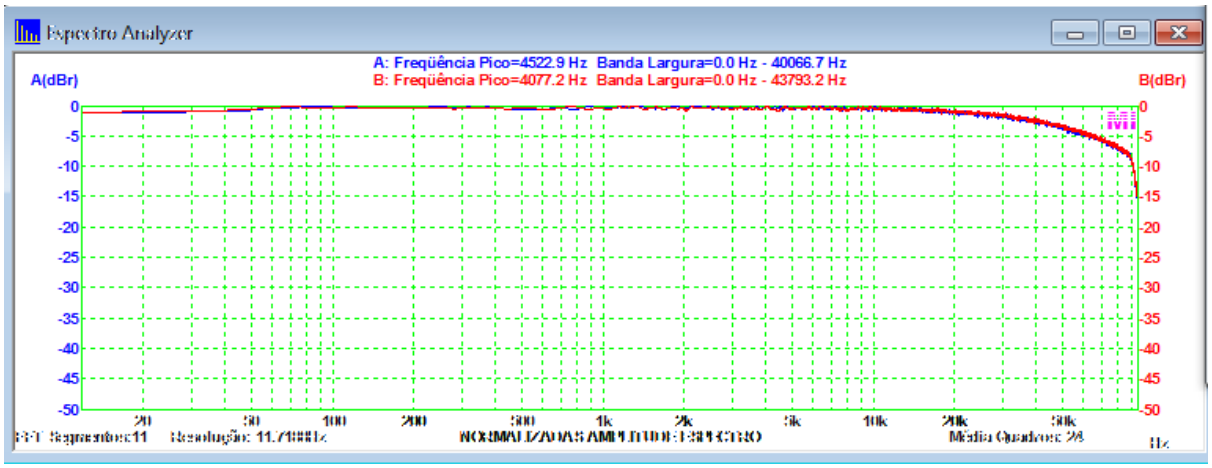
Distorção por intermodulação – SMPTE – 130W/8 Ω

Os valores de distorção são baixos, e, principalmente em baixos níveis, são adequados para uma boa audição residencial. São menores que o máximo especificado pelo fabricante, exceto a DI em potências mais altas.



Crosstalk a 10W/8Ω/1kHz

Os valores de SNR (**>89,5dB** à máxima potência) e crosstalk são normais para bons amplificadores – apesar de significativamente menores que os publicados – o que mostra que é um bom projeto elétrico e de montagem.



Resposta em frequência a 10W/8Ω - Ruído branco

A resposta em frequência bate com o informado pelo fabricante e é boa.

O **slew-rate** foi medido em aproximadamente **25V/µs** (90V_{pap}), muito bom também.

O **fator de amortecimento** é maior que **130**, o que é ótimo e novamente mostra a qualidade do projeto.

A temperatura a 1/3 da potência máxima por uma hora não passou de 50 graus no gabinete, de modo que o projeto térmico foi bem cuidado e o amplificador deve manter alta confiabilidade neste aspecto, em sua vida útil.

Os valores obtidos demonstram que o MAA 406 é um bom amplificador, em suas características objetivas.

Design bonito, moderno e construção de alta qualidade, com componentes de primeira linha.

Outro ponto a se destacar é que sua embalagem de transporte é boa e resistente, o que, conhecendo-se o “carinho” dos transportadores, é muito bom.

Interessante é que os valores medidos não diferem muito dos obtidos em equipamentos brasileiros aqui analisados das décadas de 1980 e de 1970, de forma que podemos dizer que os nossos projetistas da época faziam um bom trabalho, com as condições e recursos vigentes.

É isso. O MAA 406 é, em nossa opinião, um amplificador muito bom, sem características mirabolantes ou materiais exóticos, que normalmente encarecem muito o produto sem ganhos auditivos.

Até a próximo mês.

LOGOTIPOS DE SEMICONDUTORES E DE CIRCUITOS INTEGRADOS

Muitas vezes temos que saber as especificações de componentes que, ou são muito antigos ou não são comuns no mercado, e não sabemos o fabricante específico. Existem muitos sítios úteis na Internet que podem ajudar, mas o da tabela de logotipos abaixo é bem prático e organizado. Na imagem há o hyperlink para se acessar a versão mais recente da tabela (**Ctrl + left click**):

