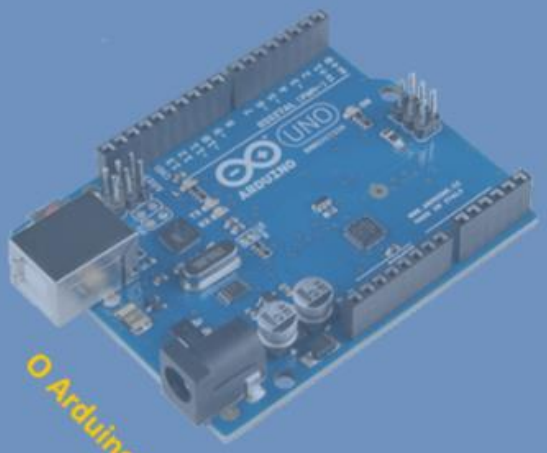
NÚMERO 3/21 (1215) MARÇO/2021

antenna

ELETRÔNICA - SOM - TELECOMUNICAÇÕES





O Arduino







- A História de Antenna - III
- Dois Amplificadores em Classe A - Monte o Seu!
- CQ–RADIOAMADORES – Programa para Cálculo de Antenas
- Entendendo o Áudio Digital - Parte II
- Fonte de Alimentação CC – Regulação
- Fundamentos da Eletrônica – Parte VII
- O Primeiro VOM a Gente Nunca Esquece
- O Amplificador Tonos ST-200
- Projete um Seguidor de Catodo
- Projeto de Pré-Amplificadores RIAA – Parte VII



antenna

Número 3/21 – março de 2021 – Ref. 1215

NOTAS DA EDIÇÃO – Prezados leitores, neste número temos o retorno de outro colaborador de Antenna impressa, o João Alexandre, que vai nos mostrar como trabalhar com o Arduino. Seja bem-vindo, Alexandre!

Temos mais montagens para este mês, na área de áudio. Os circuitos são publicados para uso próprio e a sua eventual utilização ou produção para fins comerciais deve ser autorizada pelos autores.

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 III.....
Jaime Gonçalves de Moraes Filho

6 - Experimentos com o Arduino Virtual.....
João Alexandre Silveira

17- CQ-RADIOAMADRES – Tecnologia Facilita Cálculo de Antenas.....
Ademir – PT9HP

20 - Projetando um Estágio Seguidor de Catodo.....
Álvaro Neiva

40 - O Novo Mundo do Áudio Digital.....
João Yazbek

43 - TVKX – Formigas na Cama.....
Jaime Gonçalves de Moraes Filho

49 - O Primeiro VOM a Gente Nunca Esquece.....
Paulo Brites

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

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

79 - Amplificador Para Fones. Ou será mais?.....
Álvaro Neiva

95 - Análise do Amplificador Tonos ST-200.....
Marcelo Yared

107 - Construa Um Amplificador em Classe A, Para Algo Mais... .....
Marcelo Yared

122 - Fundamentos de Eletrônica – Parte VII.....
Alfredo Manhães

131 - **MEMÓRIA** – Lou Ottens.....
Marcelo Yared

ANTENNA – Uma História
Capítulo III



Pavilhão de Festas – Exposição de 1922

Jaime Gonçalves de Moraes Filho*

Um início nada promissor

Como comentamos anteriormente, as primeiras transmissões de Radiofonia no Brasil não foram bem documentadas. As reportagens da época não são precisas e as fotos escassas.

No entanto, Edgard Roquette Pinto foi testemunha da primeira transmissão radiofônica e pela sua descrição o local onde ficaram instalados os alto-falantes teria sido a Torre do Pavilhão de Meteorologia, que ficava vizinho ao Pavilhão de Festas. Convém lembrar que, naquela ocasião, os alto–falantes eram do tipo corneta, uma vez que os chamados na época de “dinâmicos” (semelhantes aos modelos atuais) ainda não se prestavam a serviços com potências elevadas.

O dia 7 de setembro se aproximava e, para comemorar a data, além dos alto–falantes na área da Exposição, foram espalhados cerca de oitenta receptores de rádio, pela Cidade do Rio de Janeiro e em Niterói.

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

Segundo comentários da época, os postes situados nas laterais da entrada do Pavilhão de Festas da Exposição de 1922, mostrados na foto, seriam alguns dos 80 alto-falantes que foram instalados em toda a área da Exposição.

No dia 7 de setembro de 1922, finalmente, o Rádio chegava ao Brasil.

Ao entardecer, por ocasião da inauguração oficial da Exposição do Centenário, realizou-se a primeira transmissão oficial da emissora SPC (Corcovado), com os discursos proferidos no Pavilhão de Festas pelo Presidente da República, Dr. Epitácio Pessoa, Embaixadores e ministros de Estado.

À noite daquele mesmo dia foi transmitida diretamente do “Theatro Municipal” a ópera “O Guarani”. Os sinais de áudio foram levados até a Estação do Corcovado por uma linha telefônica.

Apesar de tudo, a transmissão não obteve o sucesso que os organizadores esperavam. Edgard Roquette Pinto esteve presente na inauguração da Exposição do Centenário da Independência e graças ao seu depoimento gravado em 1936, podemos ter uma ideia exata de como o Rádio começou no Brasil:

“A verdade é que durante a Exposição do Centenário da Independência em 1922, muito pouca gente se interessou pelas demonstrações experimentais de Radiotelefonia então realizadas pelas companhias norte-americanas Westinghouse na Estação do Corcovado e Western Electric na Praia Vermelha. Muito pouca gente se interessou. Creio que a causa principal deste desinteresse foram os alto–falantes instalados na Exposição, ouvindo discursos e músicas reproduzidos no meio de um barulho infernal! Tudo roufenho, distorcido, arranhando os ouvidos. Era uma curiosidade sem maiores consequências“.

Depoimento de Ruy Castro sobre o mesmo tema:

Os primeiros a chegarem na Exposição do Centenário de 1922 não deram muita importância às cornetas instaladas em alguns postes. Vistas de relance, lembravam as cornucópias dos gramofones então em voga, mas poucos saberiam dizer para que serviriam.

A multidão estava mesmo interessada em visitar os pavilhões dos países estrangeiros, em receber lembranças ou então subir na montanha russa, montada próximo ao Palácio Monroe.

Somente ao anoitecer é que perceberam que sons estranhos saiam de tais cornetas.

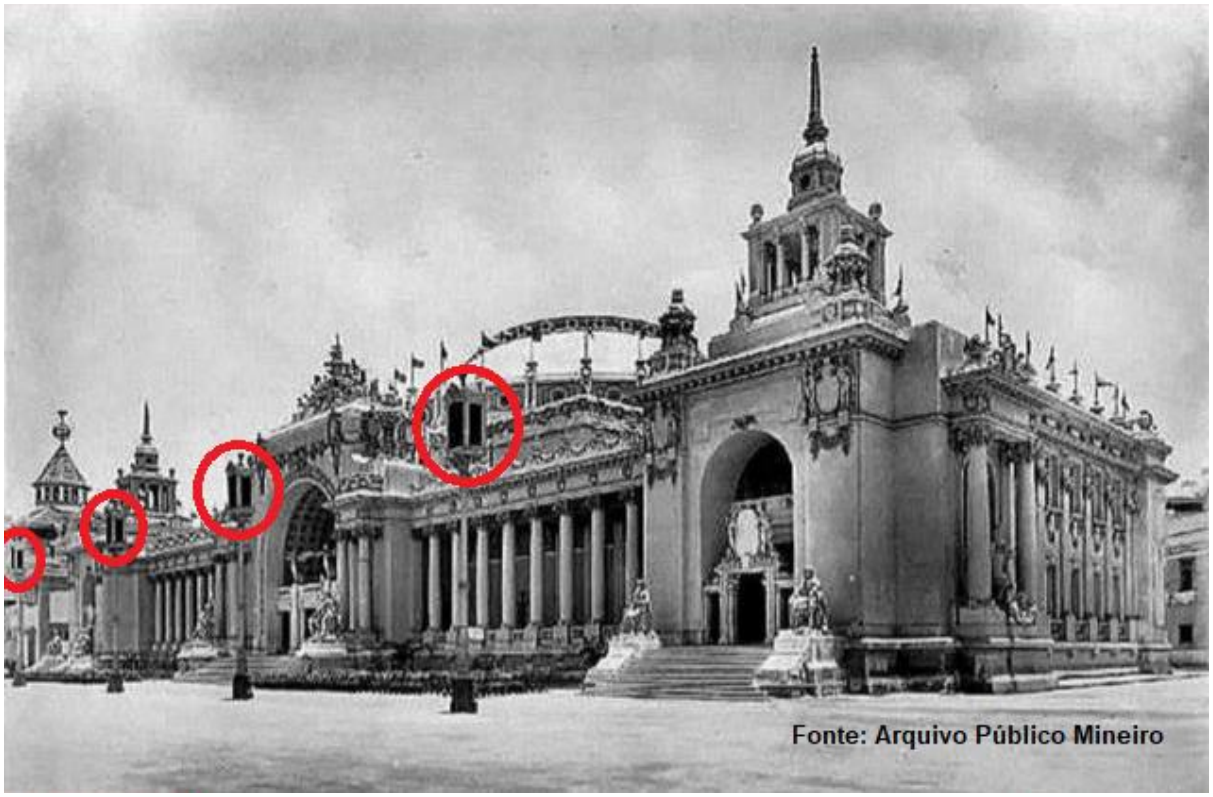
Era o Rádio chegando.

À noite o assombro foi maior, ocasião em que foi transmitida a ópera “O Guarani”. Bem, assombroso em termos... O som era falho e rouco, como se um coro de sapos tivesse entrado pelos alto-falantes e coaxasse em uníssono, fazendo-se passar por Epitácio Pessoa ou por Peri e Ceci.

Era preciso apurar bem os ouvidos para se entender alguma coisa.

Talvez na ânsia de compensar o ruído do ambiente, os operadores do sistema tenham ultrapassado a potência máxima permitida por tais alto–falantes, trazendo como consequência os sons distorcidos.

Apesar de tudo o Rádio estava surgindo no Brasil e em breve mudaria todo o conceito de sistema de comunicações...



Outra perspectiva do Pavilhão das Festas, com os alto-falantes empregados na sonorização do evento, circulados em vermelho.

Experimentos Com O Arduino Virtual

João Alexandre Silveira*

Numa época não muito distante, quando surgiram os primeiros computadores pessoais, tínhamos cerca de cinco ou seis revistas de Eletrônica impressas em nosso país. Foi quando fomos convidados por um amigo de trabalho a escrever um artigo para a revista **Antenna**. Era um trabalho sobre memórias RAM e EPROM. Depois escrevemos vários trabalhos com montagens experimentais utilizando circuitos integrados digitais TTL e até uns poucos analógicos. Décadas depois, no meio dessa pandemia, de novo, fomos convidados pelo mesmo velho amigo, o professor Paulo Brites, a escrever um artigo para a revista **Antenna**; agora uma revista virtual, não impressa. Aceito o desafio, vamos ao trabalho.

O ARDUINO

Nos dias de hoje penso que ficou muito mais fácil montar e testar um circuito eletrônico do que na época dos CI's digitais TTL e CMOS; quando nossos circuitos experimentais tinham dezenas de componentes montados numa placa de circuito impresso e eram dedicados a uma só função. Qualquer modificação no circuito já montado era mais difícil, pois envolvia a troca ou adição de novos componentes por cima dos já montados. Éramos artesãos eletrônicos.

Aqueles CI's digitais com o tempo evoluíram muito, incorporaram múltiplas funções e foram tão compactados numa mesma pastilha de silício com centenas de conexões externas que já não podemos soldá-los diretamente na nossa placa de circuito impresso. Mas podemos comprá-los já montados em pequeninas placas, com pinos conectores que podemos usar para alimentá-las e as ligarmos em sensores e a outros circuitos eletrônicos. Placas montadas com processadores, memórias e controladores de interface, como o *Arduino* e o *Raspberry Pi* já são bem conhecidas. Para estas, foram criadas outras placas menores com sensores e interfaces de todo tipo; todas *podem* ser compradas facilmente em lojas virtuais na internet.

O Arduino foi um projeto que nasceu dentro de uma escola de artes numa cidade perto de *Turin*, na Itália, em 2005. Seus projetistas idealizaram uma plataforma eletrônica que fosse simples, mas que pudesse ser facilmente programável por seus alunos e assim dar possibilidades interativas às suas criações artísticas, como, por exemplo, uma instalação equipada com sensores que muda sua forma estrutural ao perceber certos movimentos ou sons emitidos por quem a observa.

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

As primeiras versões Arduino eram equipadas com o micro controlador *ATmega328P* de 8 bits e interface serial *RS-232C* para conexão com um PC. Tudo montado em uma pequena placa de circuito impresso de 68x53 mm; nas bordas laterais, duas fileiras de conectores do tipo borne com pinos que podem se comportar ou como entrada digital TTL (aceita 5 volts como nível lógico 1, e terra como 0), ou como saída digital (comuta 5 volts ou terra). Outros pinos são entradas que podem receber sinais analógicos dentro da faixa de 0 a 5 volts. Esses mesmos pinos podem ser reprogramados para se comportar como portas de outras interfaces padronizadas.

Atualmente existem diferentes versões de Arduino com processadores de 8, 16 e 32 bits com interfaces USB, I2C, CAN e até *bluetooth* e *wi-fi*. Mas, diferente dos primeiros circuitos digitais, essas placas computadorizadas não funcionam logo que são alimentadas. Elas precisam de uma orientação sobre o que fazer. Sem essa orientação esses circuitos mais complexos ficam ligados, mas parados, não processam e nem controlam nada. É preciso carregar em algum lugar da memória deles uma lista com instruções sobre o que queremos que eles façam.

No Arduino, por exemplo, se queremos acender um LED vermelho com um resistor conectado entre um de seus pinos digitais e o terra, uma linha nessa lista de instruções deveria dizer ao seu processador:

```
digitalWrite(0, HIGH)
```

Ou seja: coloque 5 volts no pino digital 0. Para apagar esse LED trocamos na linha de instrução HIGH por LOW (colocar terra). Se queremos ler a saída de um sensor de temperatura conectado ao pino analógico A3 escrevemos:

```
sensor_t = analogRead(A3)
```

A variável *sensor_t* vai dizer onde o valor lido no pino A3, depois de digitalizado, está guardado na memória do Arduino.

Quando alimentamos um desses computadores em uma placa, a primeira coisa que o seu processador faz, depois de realizar uma auto checagem, é procurar na memória pela lista de instruções. A lista de instruções é o conhecido programa de computador, que deve ser escrito de forma que seja inteligível tanto por humanos quanto pela máquina, o processador.

A uma lista ordenada de coisas que devam ser feitas para resolver um determinado problema damos o nome de algoritmo. Feito o algoritmo, normalmente um fluxograma, devemos agora transformá-lo numa lista de instruções que deve ser escrita numa linguagem, que, como dissemos acima, seja entendida pelo computador. Assim como existem muitas linguagens e dialetos falados entre os povos, existem muitas linguagens de programação para se falar com (e entre) as máquinas. Os primeiros

computadores pessoais, como o *Apple II* e o *CP-500 (TRS-80)*, eram programados inicialmente numa linguagem chamada BASIC. As novas plataformas podem ser programadas em linguagens mais robustas, como *C* e *Python*.

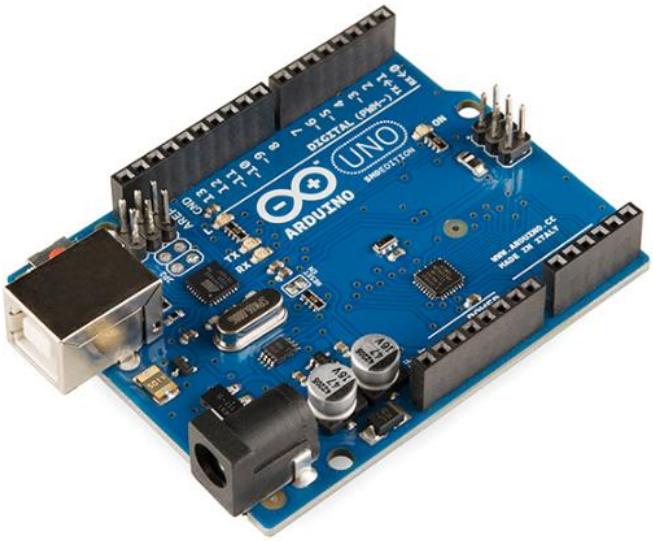


Fig.1: O Arduino modelo UNO. Note as duas fileiras laterais com as portas de entradas e saídas.

O núcleo da linguagem do Arduino é o *C++*, e é ela toda baseada em funções já prontas para uso. Nos exemplos acima, *digitalWrite()* é uma função usada para colocar no pino digital selecionado um nível alto (5 volts) ou baixo (terra); a função *analogRead()* lê a saída de um dos conversores A/D do Arduino. As instruções, já pré-processadas numa forma que a máquina entenda, são armazenadas numa memória com acesso direto pelo processador. Nesse processo de gravação do nosso programa na memória, devemos instalar um aplicativo num PC e conectá-lo ao Arduino por um cabo USB. Depois, circuitos eletrônicos montados em *protoboards* poderão ser conectados diretamente aos pinos do Arduino.

O ARDUINO VIRTUAL

"Experimentos com o Arduino" é o título de um livro que publicamos há exatos 10 anos, em 2011. Nesse livro mostramos várias montagens de circuitos simples em placas PCB e *protoboards* para iniciantes no Arduino. Hoje a tiragem impressa está esgotada, mas a versão digital pode ser encontrada aqui. Nesse nosso artigo tomamos emprestado o título do livro para mostrar aos leitores de **Antenna** que é possível aprender Arduino sem ter ainda comprado um. Podemos fazer montagens de circuitos e testá-los no Arduino de forma virtual, tudo no simulador de Arduino modelo UNO do aplicativo gratuito e *on-line* *Tinkercad*.

Ainda hoje montamos nossos circuitos experimentais com componentes reais em *protoboards*; mas os simuladores com modelos matemáticos de circuitos elétricos existem desde antes do surgimento dos PC's. Num simulador como o *Tinkercad* podemos criar na tela do nosso PC o mesmo *protoboard* que temos na bancada; e nele inserir os mesmos componentes do nosso circuito, só que todos virtuais.

O *Tinkercad* é um aplicativo para PC's da *Autodesk*, a mesma empresa criadora do *AutoCAD*. Com esse aplicativo gratuito podemos criar figuras simples em 3D, desenhar circuitos eletrônicos e escrever códigos na linguagem do Arduino. Você não precisará instalar nada no seu PC e só terá que abrir uma conta no *site* do aplicativo.

Uma vez montado um circuito no simulador, quando acionamos o botão para ligar, o circuito virtual deverá se comportar da mesma forma que um circuito real. Os LED's virtuais deverão piscar na tela e os sons saírem pelos alto-falantes do PC.

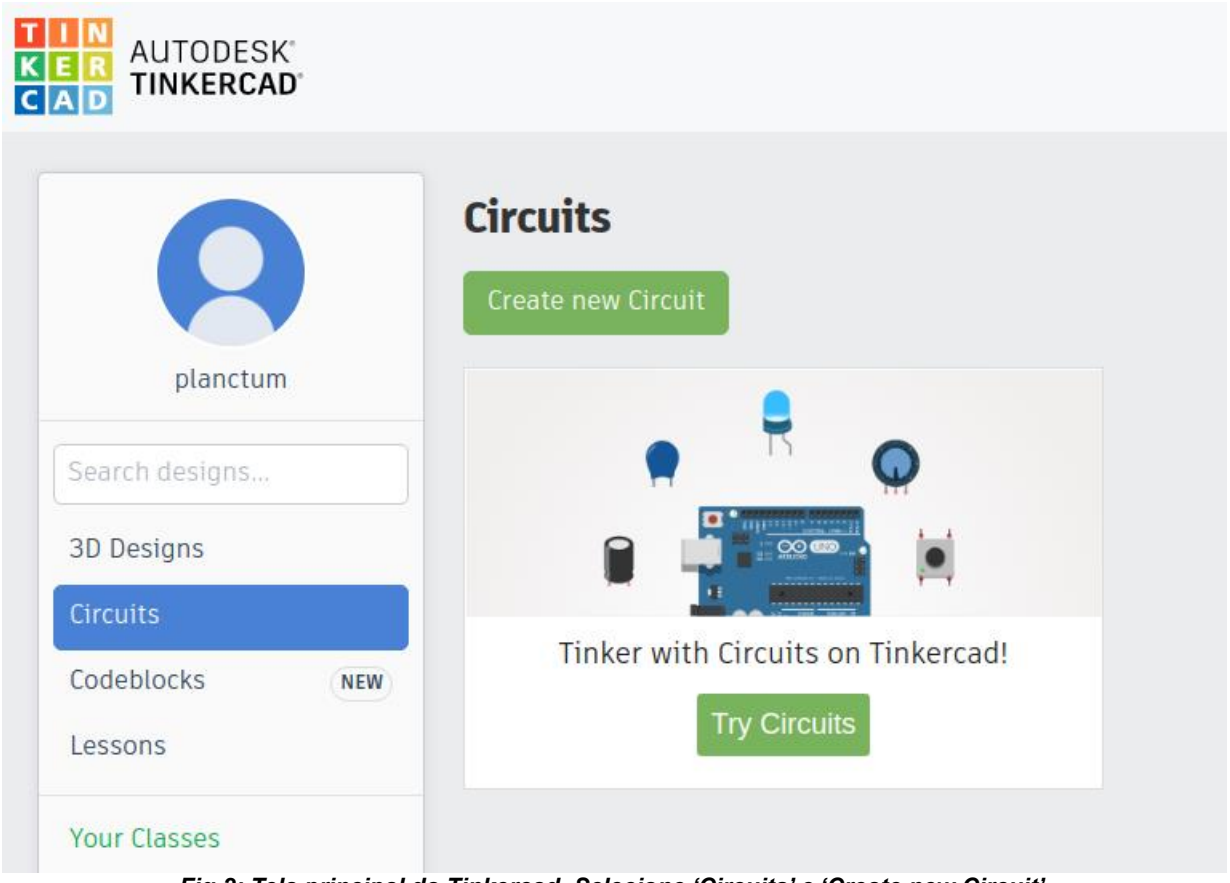


Fig.2: Tela principal do Tinkercad. Selecione 'Circuits' e 'Create new Circuit'.

CONHECENDO O SIMULADOR DE ARDUINO

Depois de se cadastrar com seu e-mail ou por outra conta no site do *Tinkercad*, selecione na tela principal do aplicativo a opção *Circuits*, à esquerda, e *Create new Circuit*, à direita.

Nosso primeiro experimento virtual será a montagem de um controlador de motor com um Arduino modelo UNO, um pequeno motor CC, 4 transistores bipolares e 4 resistores de 1000 ohms. Tudo virtual, usando o simulador de circuitos do *TinkerCad* da Autodesk. O programa na linguagem do Arduino é simples e contém umas poucas linhas de código. Será escrita no editor de textos que já vem com o *TinkerCad*.

O circuito controlador que vamos montar é do tipo *ponte H para motores CC*. Esse nome vem da forma de letra H que o diagrama do circuito aparenta.

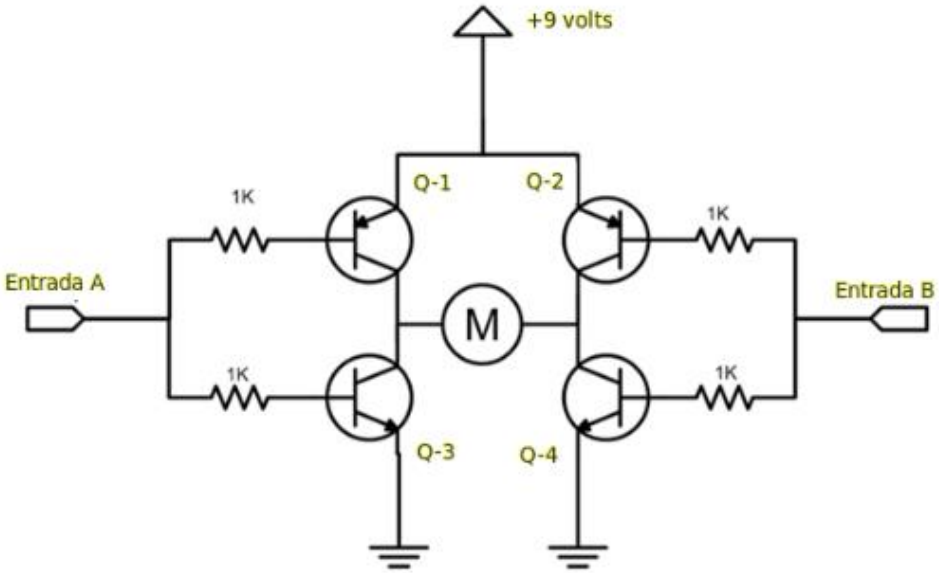


Fig.3: Circuito controlador em ponte-H para motores CC.

Tomamos emprestado esse circuito muito simples do seguinte vídeo do YouTube.

MONTAGEM DO CIRCUITO

Com a tela do *Tinkercad* aberta do seu PC, siga o passo-a-passo da montagem do circuito:

1- Arraste o bloco *Arduino Uno R3* à direita para o centro da área de trabalho.

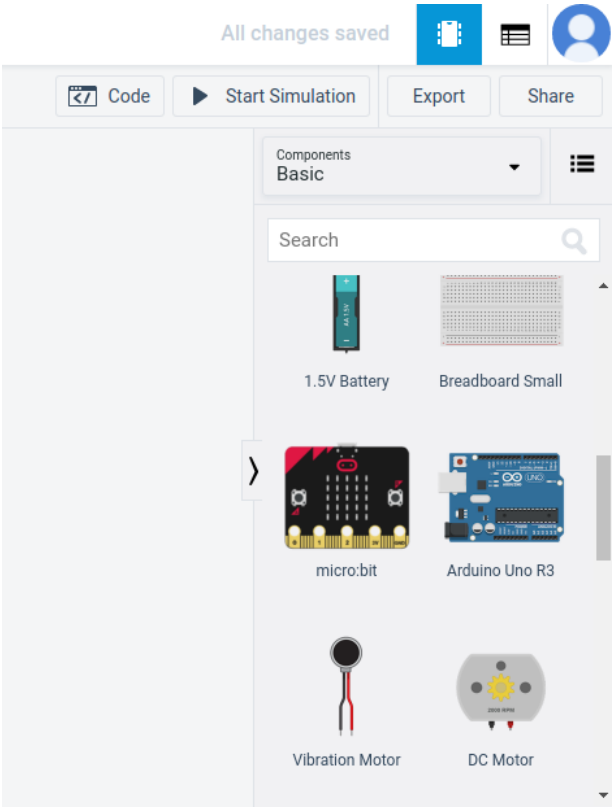


Fig.4: Lista com imagens de componentes eletrônicos, à direita da área de trabalho.

2- Depois arraste o bloco *Breadboard Small* e o posicione acima do Arduino.

3- Por fim, arraste 4 transistores (2 PNPs e 2 NPNs), 4 resistores e o *DC Motor*; os posicione à esquerda e à direita do protoboard. Traga também uma bateria de 9 volts e gire-a em 90 graus.

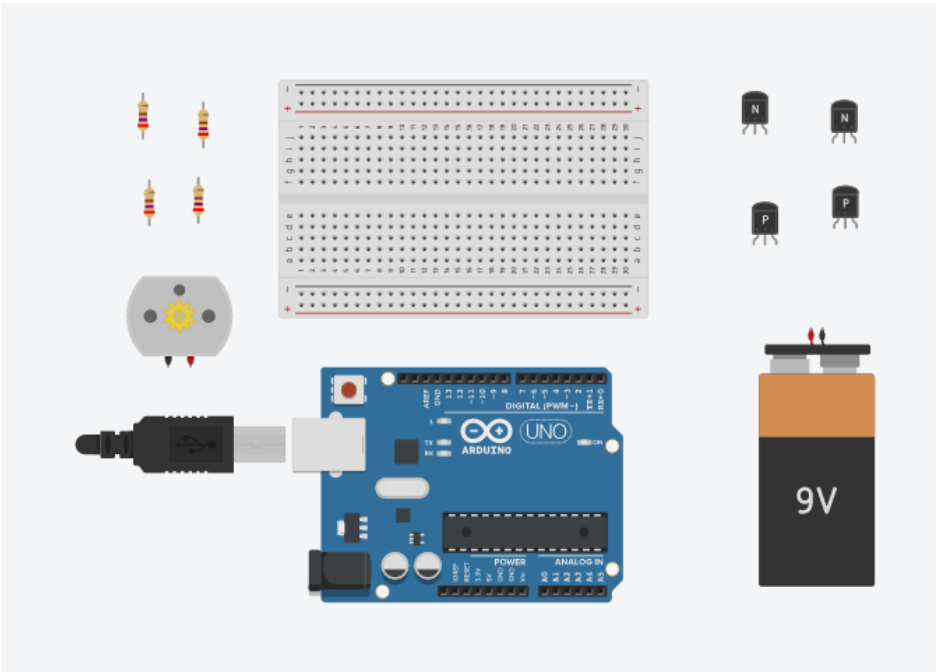


Fig.5: Disposição de todos os componentes para a montagem da ponte-H.

Observe pelas cores que os resistores já são de 1KΩ. Mas, você pode mudar o valor de cada resistor na caixa de seleção que surge quando clicamos nele. Os transistores marcados com **P** são **P**NPs, os **N** são **N**PNs. Posicionando o cursor do *mouse* sobre cada pino desses transistores podemos saber quem é *base*, *coletor* ou *emissor*.

Do *protoboard*, conexões com fios podem ser feitas de qualquer de seus pontos para o Arduino, ou para qualquer componente, simplesmente clicando com o botão esquerdo do *mouse* no primeiro ponto, trazendo o fio com o cursor até o segundo ponto de conexão e clicando de novo para concluir. Na caixa de seleção, mude a cor do fio. Um fio pode ser apagado com a tecla 'Delete' quando selecionado. Podemos desviar o traçado do fio com o botão direito do mouse. Cada pino no Arduino pode ser identificado posicionando-se o cursor sobre o pino.

Utilize o botão de rolagem do *mouse* para fazer *zoom* sobre a área de montagem no centro, ou à direita, para rolar a lista de componentes eletrônicos. Toda a montagem pode ser reposicionada na tela clicando com o botão esquerdo do *mouse* em qualquer área sem componentes.

Vamos agora testar o funcionamento do nosso circuito antes de fazermos as conexões com o Arduino. Conecte um fio da entrada **A** do circuito ao terminal de terra do *protoboard*; e um fio da entrada **B** ao terminal de 5 volts. Observe o eixo do pequeno motor virtual. Por fim, clique no botão *Start Simulation*, no topo direito da tela. Veja que o motor gira em um sentido; inverta as ligações na entrada, e sentido do motor será invertido também.

Finalmente, conecte os pinos 9 e 10 às entradas **A** e **B** do circuito do controlador. Não esqueça de conectar o terra do controlador ao terra do Arduino.

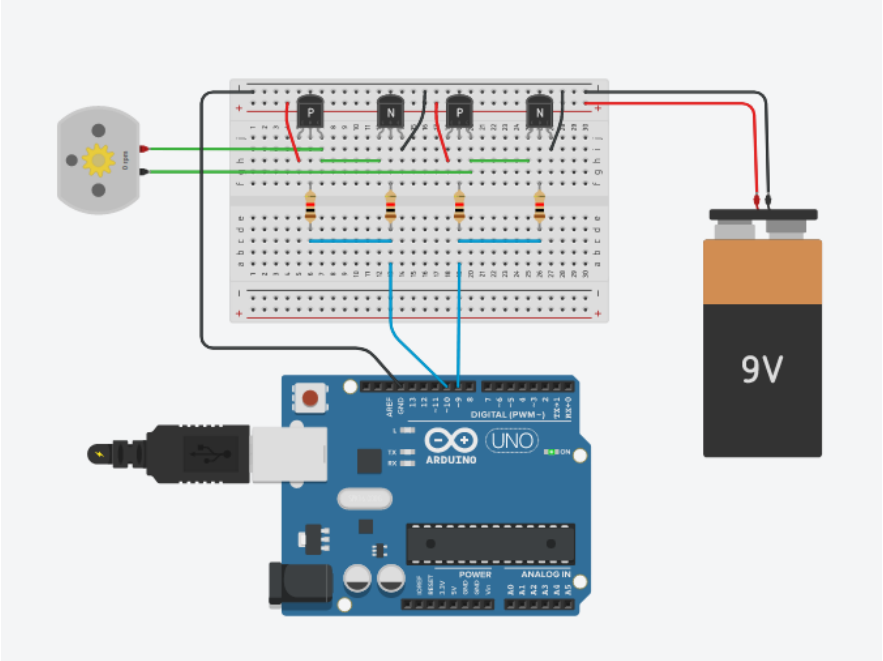


Fig.6: Montagem do controlador em ponte-H com Arduino no Tinkercad.

Concluída a montagem do controlador em ponte-H no *Tinkercad*, é hora de escrevermos o código que deverá ser executado pelo processador do Arduino. Sabemos que o sentido de rotação de um motor CC depende da polarização CC que ele recebe em seus dois terminais. Com o circuito de controle em ponte-H, podemos, com um mínimo de componentes eletrônicos discretos, fazer um pequeno motor CC girar em um sentido ou em outro, sob controle de dois pinos do Arduino.

Voltando ao esquema elétrico do controlador em ponte-H na figura *3,* acima, podemos ver que, para o motor girar em um sentido qualquer, os transistores Q1 e Q4 devem entrar em condução, ao mesmo tempo em que os transistores Q2 e Q3 devem estar cortados. Para isso acontecer, O Arduino deverá colocar o pino 8 no terra, e o pino 9 em 5 volts. Para o motor girar no sentido contrário, os transistores Q2 e Q3 deverão conduzir e os transistores Q1 e Q4 cortados. Agora, o Arduino deverá colocar 5 volts no pino 8 e simultaneamente terra no pino 9. O motor pode ser freado com terra nos dois pinos.

O PROGRAMA DE CONTROLE

A linguagem de programação do Arduino é estruturada em duas funções principais: a função *setup()* e a função *loop()*. A primeira é a das configurações do Arduino; por exemplo, se um determinado pino será entrada ou saída digital. A segunda função é a de execuções repetitivas; tudo dentro dessa função ficará sendo executado repetidas vezes, até ser interrompido.

Na função *setup()* definimos os pinos digitais 9 e 10 do Arduino como saídas. E na função *loop()*, os comandos que vão definir quando cada pino terá 5 volts ou terra. Veja na listagem do programa que dentro da função *loop()* o pino 9 vai ser inicialmente aterrado; o pino 10 terá 5 volts. Nessa configuração, no circuito de controle os transistores Q1 e Q4 vão conduzir e o motor vai girar num sentido, como vimos acima. A nova função *delay()* mantém o motor girando por 4 segundos até que o motor é freado por outros 2 segundos, com terra em seus dois terminais. Nas últimas linhas, o pino 9 agora recebe 5 volts, enquanto o pino 10 permanece aterrado; o motor agora gira no sentido contrário por 4 segundos. Depois desse tempo todas as linhas dentro da função *loop()* são executadas de novo.

```
void setup()
{
pinMode(9, OUTPUT);
pinMode(10, OUTPUT);
}

void loop()
{
digitalWrite(9, LOW);
digitalWrite(10, HIGH);
```

```
delay(4000);//aguardar 4 segundos

digitalWrite(9, LOW);
digitalWrite(10, LOW);
delay(2000);// aguardar 2 segundos

digitalWrite(9, HIGH);
digitalWrite(10, LOW);
delay(4000);// aguardar 4 segundos
}
```

Listagem-1: Programa de controle de motor CC com o Arduino.

Copie toda a lista de instruções acima no *clipboard* do seu PC, e a cole no editor de códigos do *Tinkercad*. Observe que incluímos dois LED's vermelhos com resistores de 270 ohms nas entradas do controlador, para monitorar a chegada dos sinais digitais de controle.

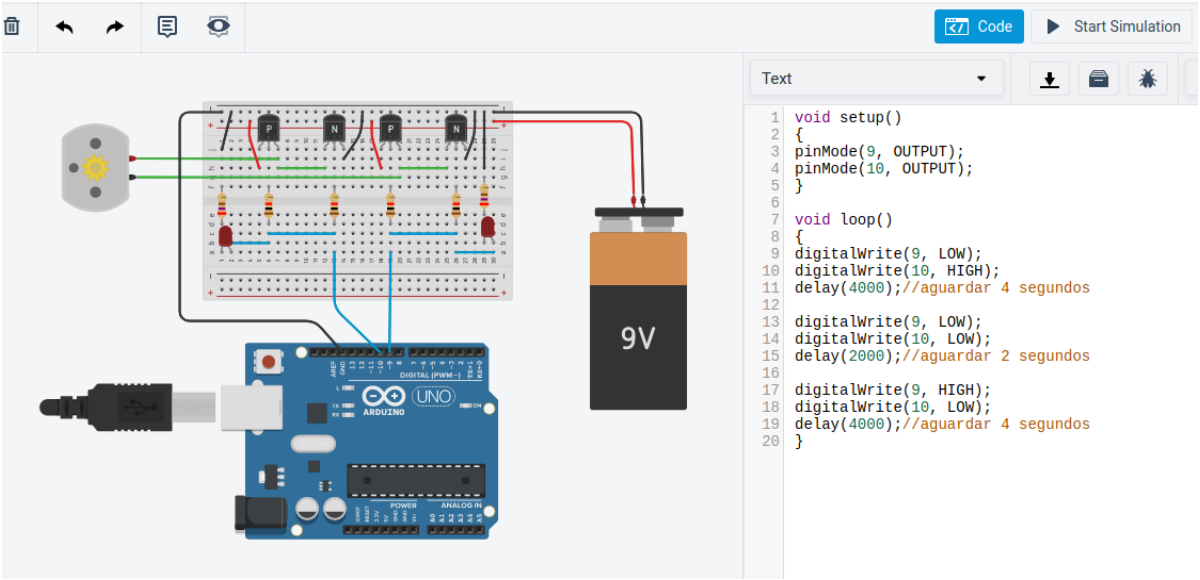


Fig.7: Montagem virtual e o programa de controle de motor CC no editor de códigos do Tinkercad.

Finalmente, clique no botão *Start Simulation* no topo da tela e observe o eixo do motor virtual. Veja que ele começa girando num sentido, para por um tempo e gira no sentido contrário. Depois, sem nenhuma pausa, ele gira de novo no mesmo sentido inicial.

CONCLUSÃO

A lista de componentes eletrônicos e módulos prontos, à direita da tela do Tinkercad, é bastante vasta. Experiente, por exemplo, o multímetro digital. Arraste-o para a área de trabalho, e conecte o terminal preto ao terra do *protoboard*. Teste com terminal vermelho a tensão num coletor de um transistor qualquer e observe o valor mostrado no painel do voltímetro.

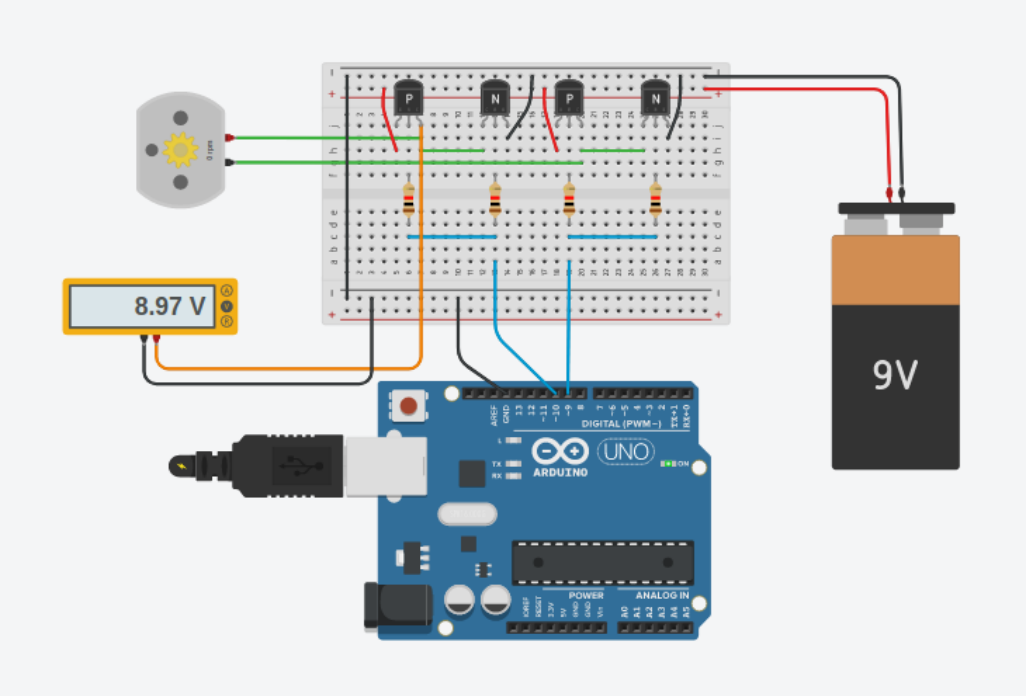


Fig. 8: Observação do valor de tensão em um dos transistores no voltímetro virtual

Também podemos variar a velocidade de rotação desse pequeno motor em qualquer sentido, controlando a amplitude da tensão que aplicamos a ele. Troque a função *digitalWrite()* pela função *analogWrite()* dentro da função principal *loop()*. Essa nova função gera um sinal ***PWM*** (*Pulse Width Modulator*) de amplitude controlada de 0 a 5 volts no pino configurado. Assim, *analogWrite(9, 0)* coloca terra no pino 9, e *analogWrite(10, 255)* coloca 5 volts no pino 10. Experimente outros valores entre 0 e 255 e observe o eixo do motor. Veja listagem-2, abaixo.

```
void setup()
{
pinMode(9, OUTPUT);
pinMode(10, OUTPUT);
}

void loop()
{
analogWrite(9, 0);
analogWrite(10, 255);
delay(2000);

analogWrite(9, 255);
analogWrite(10, 0);
delay(2000);
}
```

Numa pesquisa rápida na internet o leitor poderá encontrar algumas dezenas de *kits* à venda com um Arduino UNO e diferentes componentes; como resistores, capacitores, transistores e sensores diversos; alguns com motores e caixas de engrenagens para criação de pequenos robôs. No *Tinkercad* temos o mais completo desses *kits* à nossa disposição agora, e de graça, basta acessar o aplicativo *on-line*. Alguns instrumentos de medida, como multímetro, osciloscópio e geradores de ondas, também estão disponíveis no *Tinkercad*. Convido o leitor a testar esse simulador antes de comprar o seu Arduino. Assim, antes de montar seu próximo circuito num *protoboard* real, experimente montá-lo no *Tinkercad*; descubra que há muito mais possibilidades de testes e experimentações em seu equivalente virtual e seu código num simulador.

LINKS:

https://www.paulobrites.com.br/

https://www.arduino.cc/

https://pt.wikipedia.org/wiki/Algoritmo

https://pt.wikipedia.org/wiki/BASIC

https://www.amazon.com.br/Experimentos-com-ARDUINO-utilizando-linguagens-ebook/dp/B00SM1MH6O/ref=asc_df_B00SM1MH6O/?tag=googleshopp00-20&linkCode=df0&hvadid=379773321320&hvpos=&hvnetw=g&hvrand=14974229037791885836&hvpone=&hvptwo=&hvqmt=&hvdev=c&hvdvcmdl=&hvlocint=&hvlocphy=1001729&hvtargid=pla-832937423190&psc=1

https://www.tinkercad.com/dashboard

https://www.youtube.com/watch?v=uLZh8GI3J0E&t=1s

TECNOLOGIA FACILITA CÁLCULOS DE ANTENAS

Ademir Freitas Machado – PT9HP

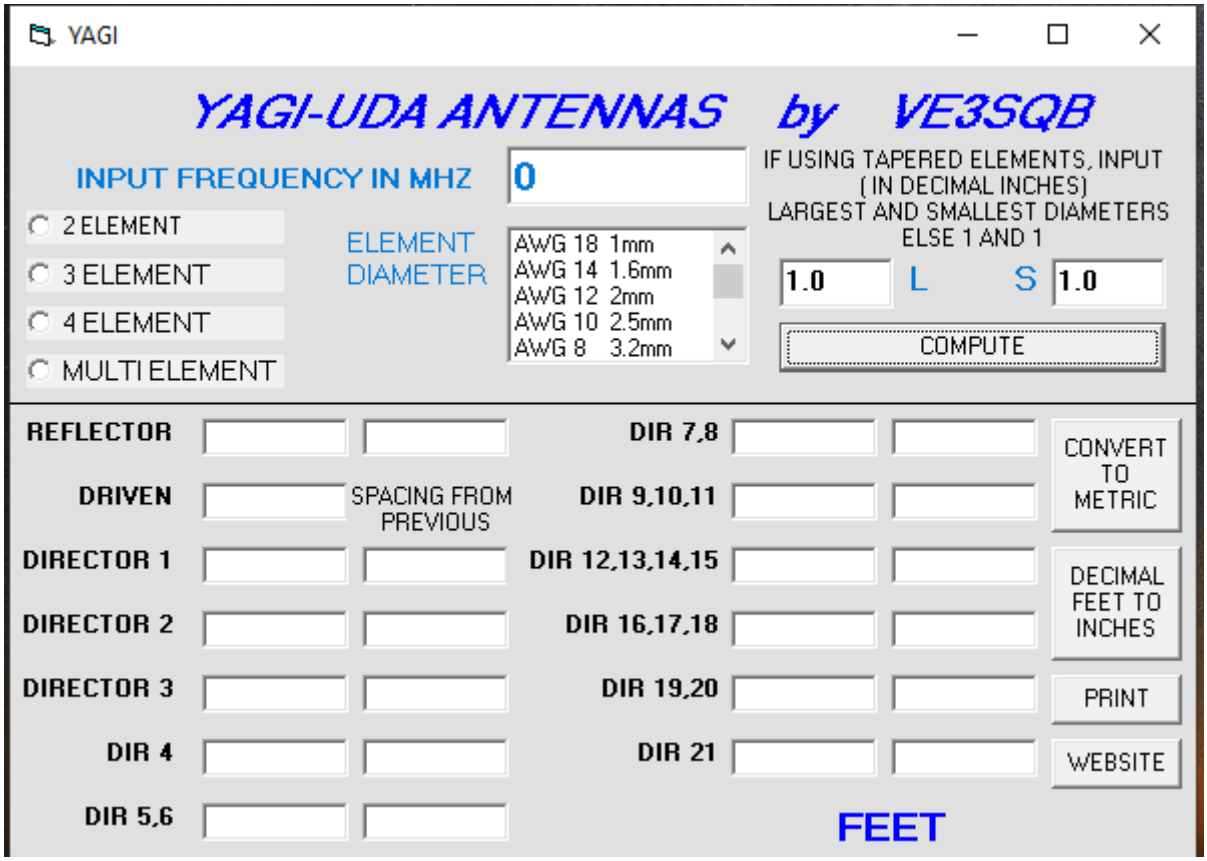
Há poucos dias, observamos um comentário e fotos postados nas redes sociais sobre uma antena espetacular – segundo seu autor. Tratava-se de um elemento retirado de uma antena Yagi-Uda de três elementos para a Faixa do Cidadão. O elemento irradiante (apenas ele) estava com o acoplador *gamma*, tipo capacitivo, que normalmente é usado neste tipo de antena.

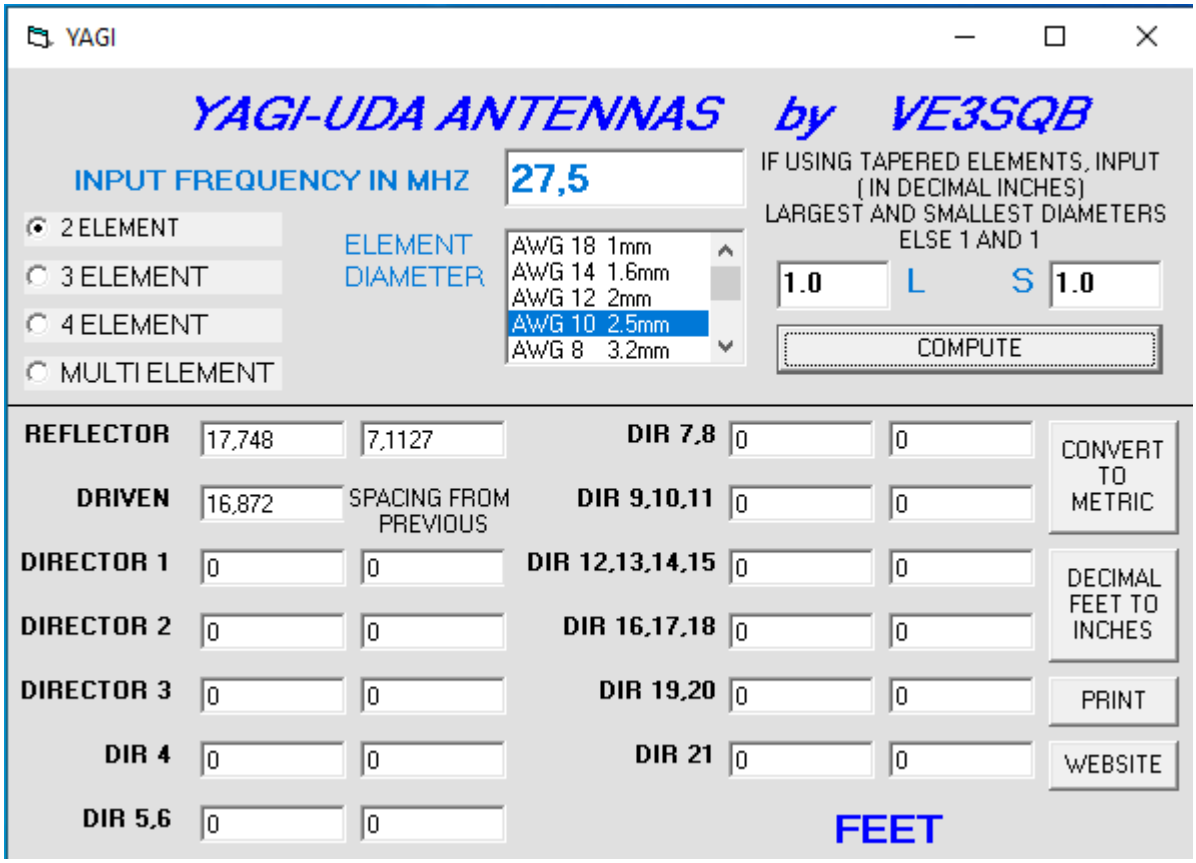
A única vantagem que o colega teria, neste caso, é não precisar seccionar a vareta de alumínio, transformando-a num dipolo para operação na faixa desejada, visto que no caso de um ajuste, teria que baixar a antena e atuar no *gamma*.

Um pouco de pesquisa – e estamos abismados com a falta de conhecimento por parte dos colegas PX – seria o suficiente para se conseguir "terabaites" de informações sobre os mais diversos tipos de antenas. Mas vamos resumir no que é mais simples e eficiente: programas de computador para cálculo de antenas direcionais de dois ou mais elementos, tipo Yagi-Uda para qualquer faixa.

Em primeiro lugar, o site do colega **Al Legary VE3-SQB** é o mais indicado, pois tem programas prontos e gratuitos para se produzir diversos tipos de antenas, tanto para transmissão como para recepção. Você consegue chegar até lá clicando neste link: www.ve3sqb.com

Baixe e instale o programa Yagi.exe. Este é o nosso preferido. Sua aparência é a que está abaixo.


YAGI
YAGI-UDA ANTENNAS by VE3SQB
INPUT FREQUENCY IN MHZ
0
IF USING TAPERED ELEMENTS, INPUT
(IN DECIMAL INCHES)
LARGEST AND SMALLEST DIAMETERS
ELSE 1 AND 1
2 ELEMENT
3 ELEMENT
4 ELEMENT
MULTI ELEMENT
ELEMENT DIAMETER
AWG 18 1mm
AWG 14 1.6mm
AWG 12 2mm
AWG 10 2.5mm
AWG 8 3.2mm
1.0
L
S
1.0
COMPUTE
REFLECTOR
DRIVEN
DIRECTOR 1
DIRECTOR 2
DIRECTOR 3
DIR 4
DIR 5,6
SPACING FROM PREVIOUS
DIR 7,8
DIR 9,10,11
DIR 12,13,14,15
DIR 16,17,18
DIR 19,20
DIR 21
CONVERT TO METRIC
DECIMAL FEET TO INCHES
PRINT
WEBSITE
FEET


YAGI
YAGI-UDA ANTENNAS by VE3SQB
INPUT FREQUENCY IN MHZ
27,5
IF USING TAPERED ELEMENTS, INPUT
(IN DECIMAL INCHES)
LARGEST AND SMALLEST DIAMETERS
ELSE 1 AND 1
2 ELEMENT
3 ELEMENT
4 ELEMENT
MULTI ELEMENT
ELEMENT DIAMETER
AWG 18 1mm
AWG 14 1.6mm
AWG 12 2mm
AWG 10 2.5mm
AWG 8 3.2mm
1.0
L
S
1.0
COMPUTE
REFLECTOR 17,748 7,1127
DRIVEN 16,872
DIRECTOR 1 0 0
DIRECTOR 2 0 0
DIRECTOR 3 0 0
DIR 4 0 0
DIR 5,6 0 0
SPACING FROM PREVIOUS
DIR 7,8 0 0
DIR 9,10,11 0 0
DIR 12,13,14,15 0 0
DIR 16,17,18 0 0
DIR 19,20 0 0
DIR 21 0 0
CONVERT TO METRIC
DECIMAL FEET TO INCHES
PRINT
WEBSITE
FEET

Neste exemplo, calculamos uma Yagi-Uda de dois elementos para a Faixa do Cidadão, especificamente para 27.500 KHz.

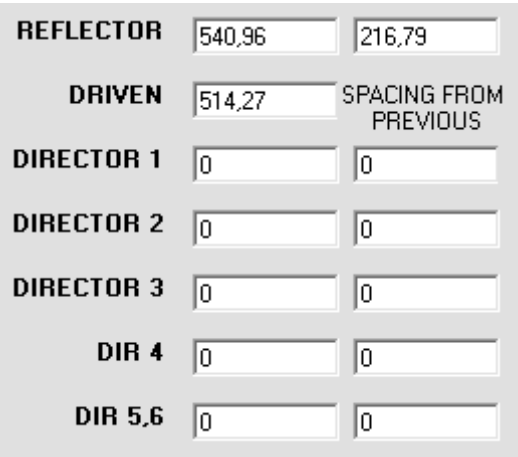
Vamos aos detalhes:

1 – Ao calcular a frequência em MHz, você deve usar vírgula para as frações. Então terá que colocar lá no quadro 27,5.

2 – Diâmetro do elemento. Está no padrão AWG e diâmetro em milímetros. Neste caso, colocamos fio número 10, mas se usar tubos de alumínio, o valor é outro.

3 – Agora clique em “compute” e você terá as dimensões em pés, um dos padrões americanos. Chato, né? Felizmente o desenvolvedor do programa colocou a opção para se converter estas medias para o sistema métrico, então clique em “convert to metric”.

4 – Agora só observar os resultados obtidos, como comprimento dos dois elementos da antena e o espaçamento entre eles.



Observe no quadro acima que o irradiante (driven) terá 540,96 centímetros, ou seja, serão exatos 5,41 metros no total. Seccionando ao meio, teríamos o manjado padrão de 2,7 metros de cada lado. Esta antena pode usar o acoplador gamma capacitivo.

O refletor terá 514,27cm ou seja, 5,14 metros no total. O espaçamento entre os elementos será de 2,17 metros.

Sobre esta antena, sabemos que este cálculo permite ligar o cabo diretamente no centro do irradiante pois está calculada para ter 50 Ω de impedância. Se na sua montagem a ROE ficar fora dos padrões, você ajusta aumentando ou diminuindo o espaço entre os elementos. Lembre-se que o ajuste feito no chão não terá o mesmo resultado com ela lá na ponta da torre.

PROJETANDO UM ESTÁGIO SEGUIDOR DE CATODO

Álvaro Neiva

Parte 1

Continuando nossa série em circuitos discretos classe A, vamos analisar outro estágio seguidor, dessa vez com uma **Válvula Eletrônica Tríodo.**

Os três eletrodos de uma válvula tríodo são o **Catodo**, a **Grade de Controle** e a **Placa ou Anodo**. Além disso temos o **filamento**, que aquece o catodo indiretamente ou pode ser usado como catodo nos **tríodos de aquecimento direto**.

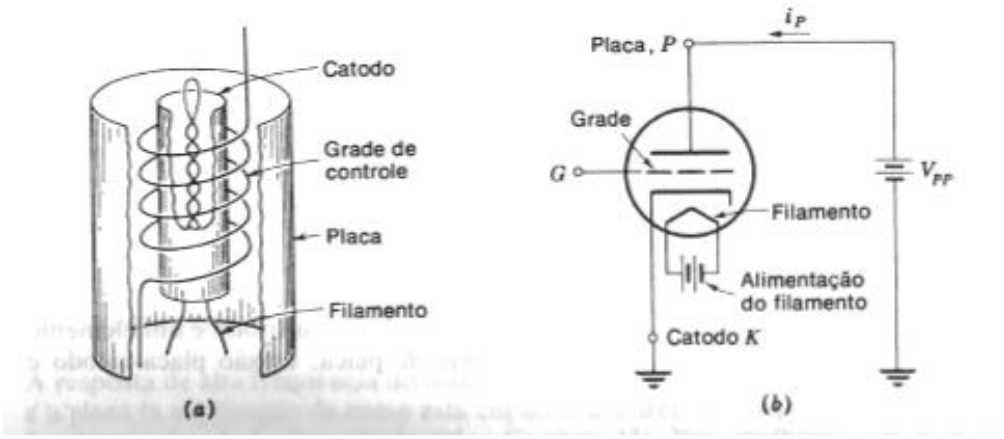


Figura 1

O **Tríodo** é um **dispositivo controlado por tensão**, tendo como portadores de corrente os elétrons, portanto unipolar, e elevada impedância de entrada.

Diferente dos FET's, que são dispositivos semicondutores, porque neles a condução de corrente se dá num cristal semicondutor, o mecanismo de condução de corrente nas válvulas eletrônicas é o **efeito termiônico**, descoberto logo após a invenção da lâmpada elétrica.

Verificou-se que um filamento condutor, como o que produz luz numa lâmpada incandescente, quando aquecido a alta temperatura, no vácuo, acrescia energia suficiente aos elétrons de valência dos átomos de que é feito, para criar uma "nuvem eletrônica" no espaço próximo.

Introduzindo um eletrodo mantido a um potencial mais positivo que o filamento, os elétrons da "nuvem", que tem carga negativa, são atraídos para esse eletrodo, que passa a funcionar como Anodo, também chamado de Placa, por sua construção mecânica ser feita com uma chapa de metal, dobrada de forma adequada. O filamento aquecido, nesse caso, se comporta como o Catodo, o eletrodo de menor potencial entre os dois que participam da condução de corrente.

***Engenheiro Eletricista**

Para controlar o fluxo de elétrons entre o catodo e o anodo, foi introduzido por Lee De Forest em 1907 um terceiro eletrodo, num potencial menor que o catodo, chamado de **Grade de Controle.** A grade, uma espiral de fio, em torno e próxima do catodo, quando mantida mais negativa que o catodo, vai repelir os elétrons que tentam alcançar a placa, reduzindo a corrente circulante. Isso torna possível modular a corrente entre anodo e catodo com uma tensão de sinal aplicada entre grade de controle e catodo. Essa variação de corrente pode desenvolver uma variação de tensão sobre uma impedância ligada à placa, muito maior que a variação de tensão na entrada.

Essa análise é válida para CC e baixas frequências CA. Em altas frequências, entram em cena as capacitâncias internas da válvula.

A dependência entre a tensão V_{Gk} e a corrente I_p não é linear, sendo aproximada pela "Lei do expoente 3/2" ou Lei de Langmuir-Childs.

$$I_p = G \cdot \left(v_{pk} + \mu v_{gk}\right)^{\frac{3}{2}}$$

Uma forma de lidar com essa equação é usar os gráficos das curvas características da válvula...

Nesse método tradicional, o das retas de carga, traça-se uma reta no gráfico I_p x V_{pk} com inclinação $1/R_S$ e outra com inclinação $1/(R_S//R_L)$.

Como sempre, no roteiro para o projeto, nosso primeiro passo vai ser determinar a I_p necessária para conseguir a excursão V_{pico} desejada.

Para fazer o projeto, partimos das especificações do sinal de saída e resistência de carga.

Circuito típico:

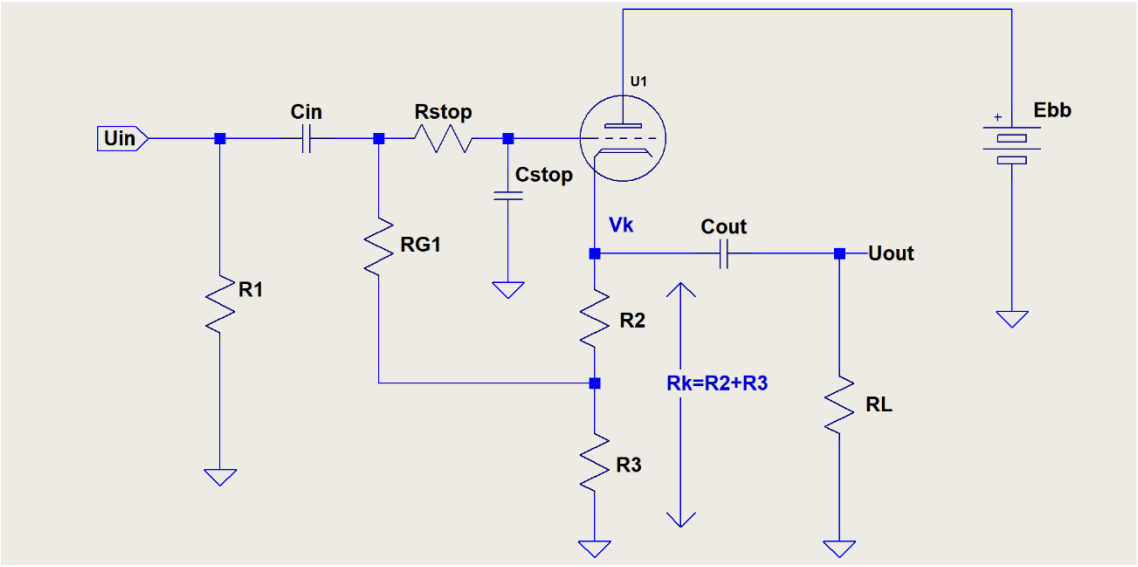


Figura 2

Esse é o circuito de um seguidor de catodo **auto polarizado**, isso porque a tensão de polarização de grade vem da própria tensão de repouso escolhida para o catodo, através de um divisor de tensão formado por dois resistores em série, ligados ao catodo da válvula.

Também podemos usar polarização fixa, onde a tensão de grade vem de uma fonte separada ou um divisor de tensão ligado à alimentação de placa ou +B.

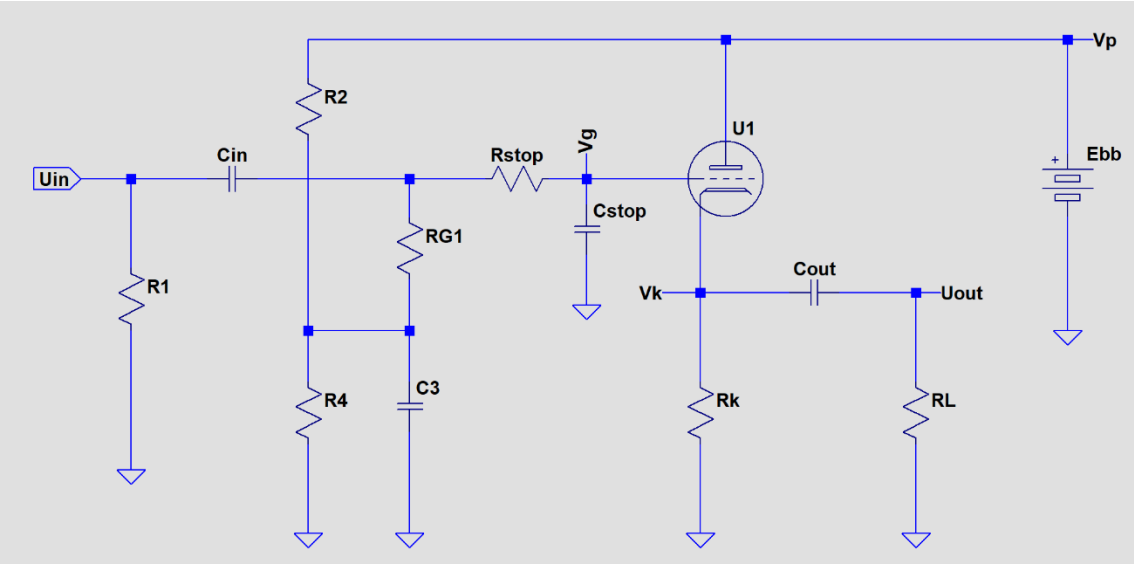


Figura 3

Outra forma de polarização é acoplar o seguidor de catodo diretamente, em CC, ao estágio anterior de amplificação.

O **seguidor de catodo** ou **cathode follower** é muito usado para oferecer baixa impedância de saída para estágios amplificadores de tensão, ou pré-amplificadores, onde a potência entregue à carga é pequena. Ao mesmo tempo, oferece uma alta impedância de entrada para a fonte de sinal, servindo como Buffer (amplificador de isolamento) entre etapas. Seu ganho de tensão será sempre menor que 1, sendo comum estar entre 0,95 e 0,90. Em dB, uma atenuação de 0,5 a 0,9 dB.

Em termos dos parâmetros da válvula para pequenos sinais e resistência de carga externa R_L, o ganho de tensão, com um estágio seguidor de catodo, será:

$$A_v = \frac{\mu \cdot R'_L}{(\mu+1) \cdot R'_L + r_p}$$

Onde

$$R'_L = \frac{R_k \cdot R_L}{(R_k + R_L)}$$

$$r_p = resistência\ interna\ de\ placa\ da\ válvula;$$

$$R_k = resistor\ de\ polarização\ do\ catodo;$$

$R_L = resistor\ de\ carga\ externo,$ ou resistência de entrada do próximo estágio;

$\mu = coeficiente\ de\ amplificação\ da\ válvula$

$\mu = g_m \cdot r_p$

$g_m = transcondutância\ da\ válvula, no\ ponto\ de\ operação;$

$r_p = resistência\ interna\ de\ placa, no\ ponto\ de\ operação;$

É interessante, mas não encontrei na literatura um roteiro de projeto como o apresentado aqui, apenas a análise do comportamento do estágio.

Uma abordagem gráfica se encontra no livro de ***Schilling e Belove*** [3].

Um Roteiro de Projeto

1. Especificações de saída:

   1.1. Tensão de pico de saída, V_{pico};

   1.2. Resistência de carga R_L;

   1.3. Tendo V_{pico} e R_L, a corrente de pico na carga será:

$$I_{pico} = \frac{V_{pico}}{R_L}$$

   1.4. Então, vamos determinar a tensão total de alimentação Ebb, numa primeira aproximação:
   Válvulas eletrônicas tem maior resistência interna em condução e maiores perdas de tensão que transistores. Trabalham com tensões bem mais altas e correntes bem menores, para a mesma potência. São dispositivos não lineares, como suas curvas características mostram.
   Mas, uma vantagem que apresentam para circuitos pré-amplificadores de áudio, pelo menos, é que suas altas tensões de alimentação fazem com que sua região de "pequenos sinais" cubra até os níveis de linha ($10V_{rms}$ ou $14V_{pico}$), permitindo seu uso até mesmo sem realimentação, ou com baixos níveis de realimentação, tipicamente local. Um seguidor de catodo tem realimentação de tensão da ordem de 100% e ganho menor que um, portanto será um estágio muito linear.

Condições para a tensão de alimentação, para a maioria das válvulas:

$E_{bbmáx} > E_{bb} > 50V \; ou \; 10 \cdot V_{pico}$ (em primeira aproximação), para THD < 2%.

$E_{bbmáx} > E_{bb} > 100V \geq 4 \cdot V_{pico}$ para THD <10%.

Observem a resposta simulada de um seguidor de catodo a uma salva (burst) de 1 segundo com frequência de 1kHz, com amplitude na entrada de 14V, e fonte de alimentação de 250V (Figura 4):

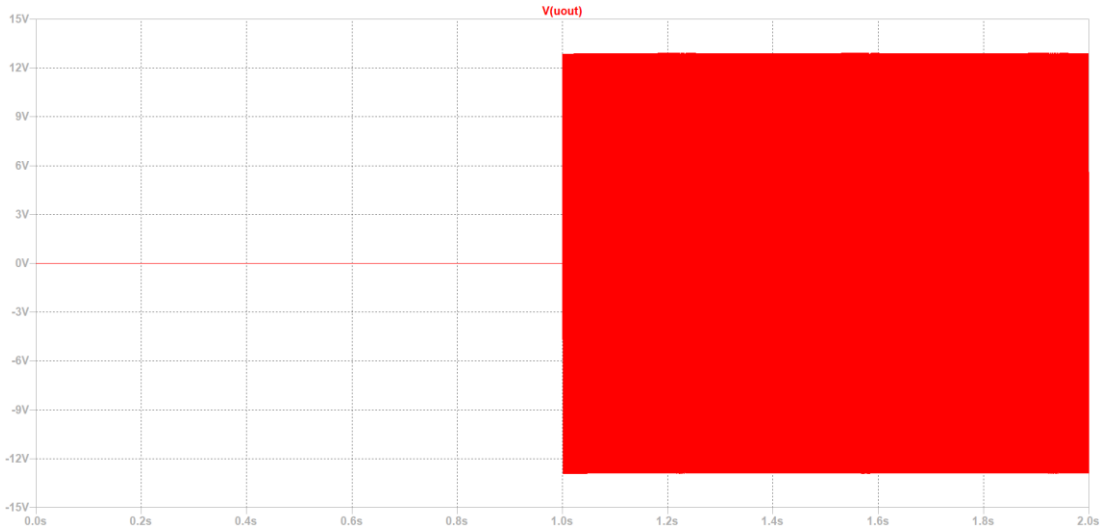


Figura 4

Cerca de 13V de pico ($V_{pico} < \frac{E_{bb}}{20}$).

Observem o ataque praticamente sem transitório.

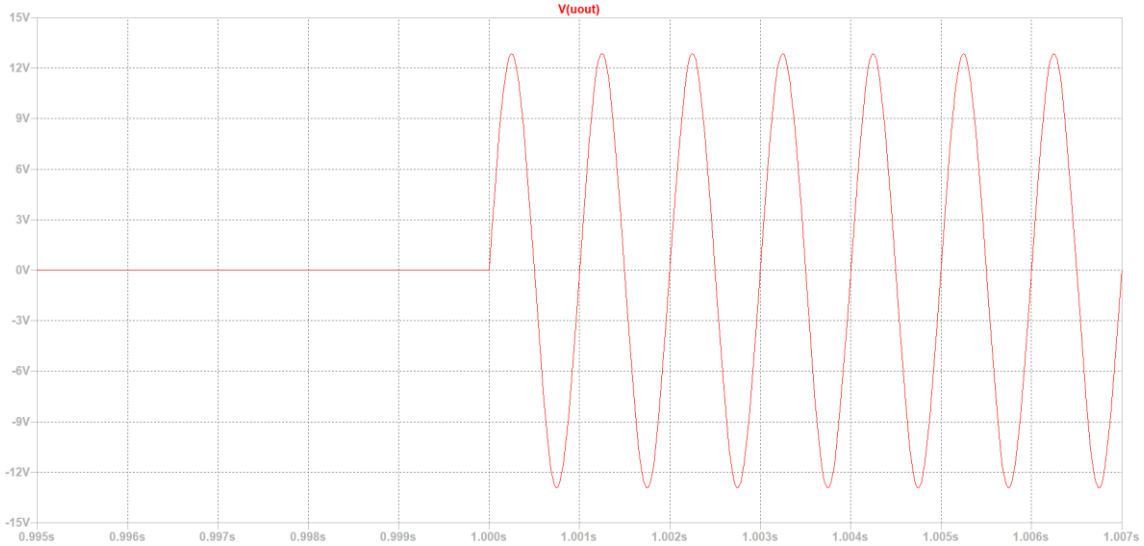


Figura 5

Isso acontece desde que a corrente de repouso da válvula seja maior (2x a 5x) que o valor de pico da corrente na carga.

Agora, observem um comportamento para grandes sinais:

Para a tensão de alimentação Ebb=250V

$$V_{pico} \geq \frac{E_{bb}}{4}$$

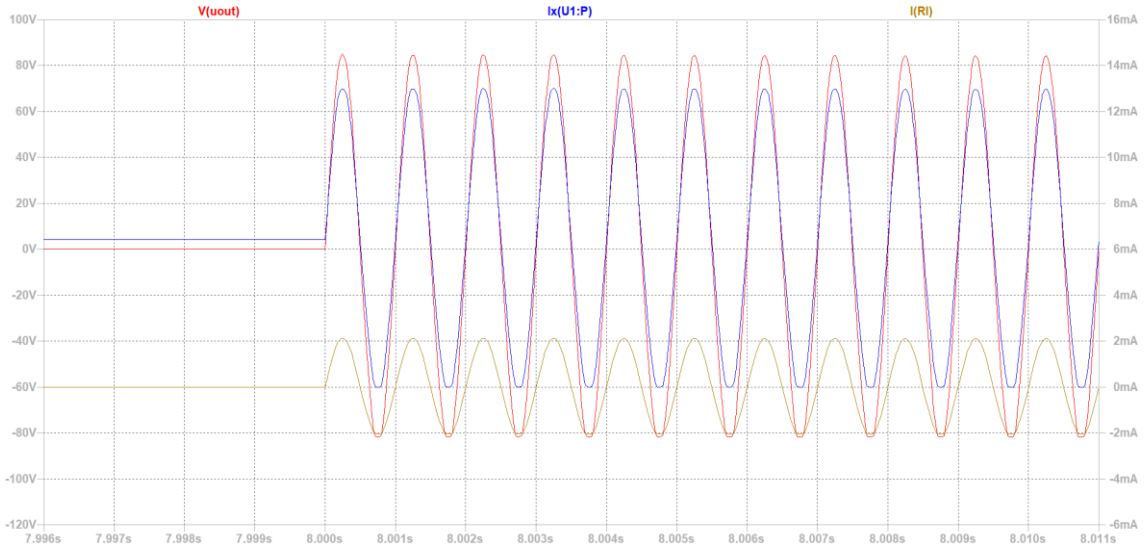


Figura 6

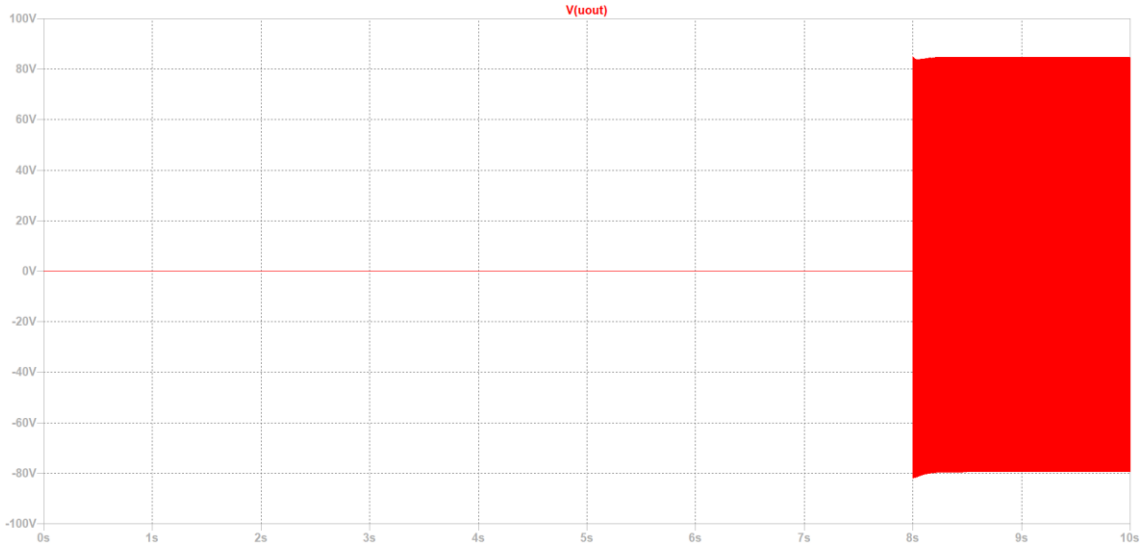


Figura 7

Observem o transitório que indica uma modificação do ponto de operação com o sinal aplicado. Isso indica a entrada numa região de grandes sinais e menor linearidade.

O seguidor de catodo vai começar a ceifar a forma de onda suavemente e de maneira assimétrica para:

$$\frac{E_{bb}}{4} \leq V_{pico} \leq \frac{E_{bb}}{3}$$ aproximadamente.

Desde que a corrente de repouso I_q seja maior que aproximadamente 3x a 5x I_{Lpico}.

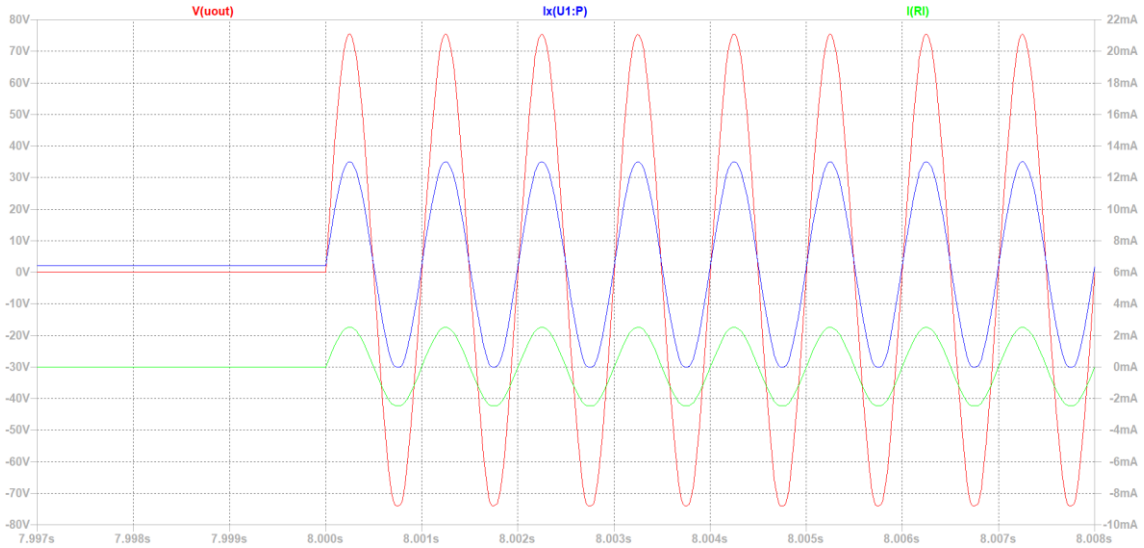


Figura 8

2. Determinação do ponto de operação:

   a) $V_k > V_{pico}$;

   b) $0{,}6 \cdot E_{bb} \geq V_k \geq 0{,}4 \cdot E_{bb}$, onde V_k é a tensão sobre R_k;

   c) $I_{pq} = \frac{V_k}{R_k}$ será a corrente de repouso da válvula;

   d) $I_{RLpico} = \frac{V_{pico}}{R_L}$ é a corrente de pico sobre a carga;

   e) $5 \cdot I_{RLpico} \geq I_{pq} \geq 3 \cdot I_{RLpico}$;

   f) $V_{pk} > V_{pico}$;

   g) Costumamos projetar para a máxima excursão simétrica de tensão na impedância especificada, mas não é a única opção, em certas aplicações a assimetria em grandes sinais é um objetivo ou pode ser tolerada;

   h) Vamos ver as curvas características da válvula 6DJ8:

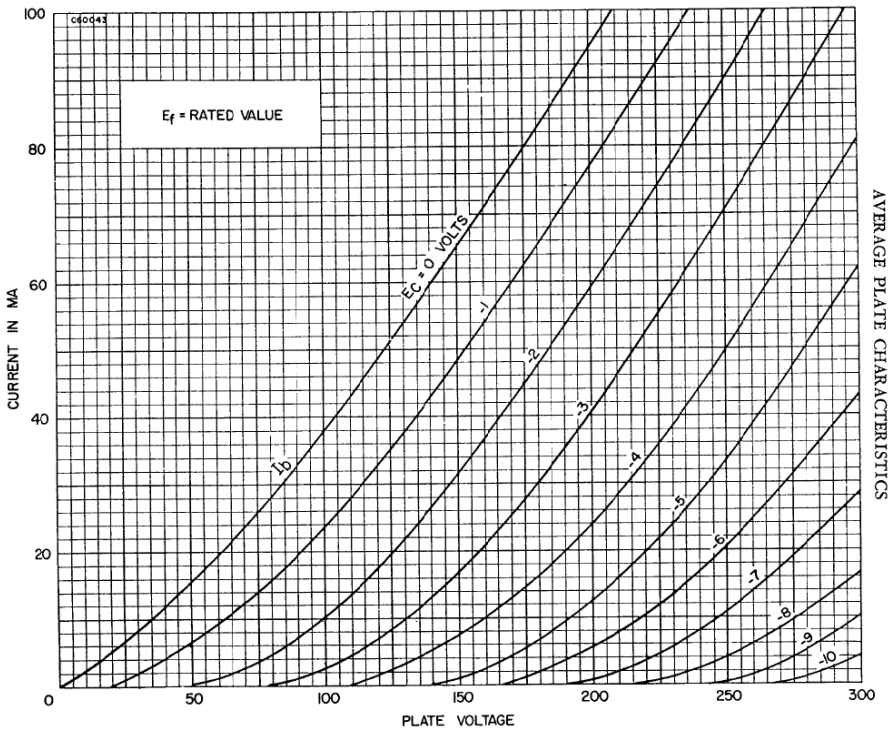


Figura 9

Escrevendo a Lei de Kirchoff das Tensões (LKT) no circuito (malha) formado pela fonte, a tensão placa catodo da válvula e a tensão de catodo Vk, temos:

$$V_{pk} + V_k - E_{bb} = 0$$

$$V_{pk} = E_{bb} - V_k$$

$$V_{pk} = E_{bb} - I_p R_k$$

Ou

$$I_p = \frac{E_{bb} - V_{pk}}{R_k}$$

$$I_p = \frac{E_{bb}}{R_k} - \frac{V_{pk}}{R_k}$$

Essa última expressão mostra com clareza a forma de uma equação do primeiro grau, cujo gráfico é uma reta com inclinação $-1/R_k$.

Achando os valores de Ip para V_{pk}=0 e V_{pk}=Ebb, podemos traçar uma **reta de carga CC**, para o seguidor de catodo.

No gráfico abaixo, foram traçadas duas retas de carga CC:

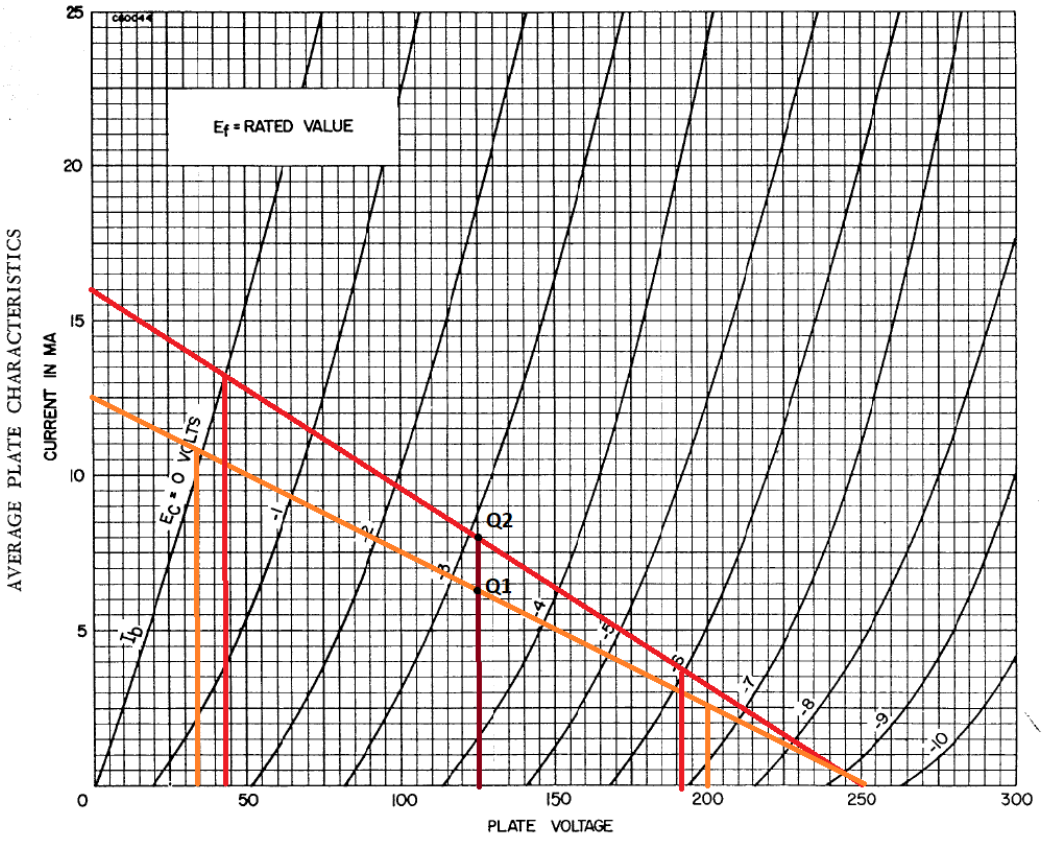


Figura 10

Em vermelho, uma com inclinação $-\frac{1}{15{,}6k\Omega}$, o máximo limitado pela dissipação de 1W, em laranja uma com inclinação $-\frac{1}{20k\Omega}$.
Os dois pontos de operação, Q1 e Q2 mostrados, tem a mesma tensão V_{pk}, 125V, igual a Ebb/2 e, portanto, Vk também igual a Ebb/2, mas duas correntes de repouso diferentes. Q1 com 6,5mA e Q2 com 8mA. Isso para mostrar que apenas escolher a tensão Vk como Ebb/2 não vai garantir uma máxima excursão simétrica.

Essa seria a **reta de carga CC**, plotada em função do resistor R_k.
Mas a válvula precisa fornecer corrente também à carga R_L externa, e essa demanda precisa ser atendida, dentro dos limites de linearidade e segurança da válvula, indicados por suas curvas características.

Escolhida uma corrente de repouso Ipq, a máxima excursão de corrente em classe A seria entre 2Iq e 0mA.

Uma primeira consideração para definir a Ipq usada será obedecer ao limite de máxima dissipação na placa definido no manual ou folha de dados do fabricante.

6922

AMPLIFIER — Class A$_1$

Values are for Each Unit

Maximum Ratings, *Design-Center Values:*

PLATE VOLTAGE:		
With plate dissipation = 0.8 watt or greater	220 max.	volts
With plate dissipation less than 0.8 watt	250 max.	volts
With plate ma. = 0.	400 max.	volts
With cathode ma. = 0.	550 max.	volts
GRID VOLTAGE:		
Negative-bias value	100 max.	volts
Peak-negative value[c]	200 max.	volts
CATHODE CURRENT:		
Peak[c]	100 max.	ma
Average	20 max.	ma
GRID INPUT	0.03 max.	watt
PLATE DISSIPATION:		
Either plate	1.5 max.	watts
Both plates (Both units operating)	2 max.	watts
BULB TEMPERATURE (At hottest point on bulb surface)	170 max.	°C

Figura 11

Válvula 6922, duplo tríodo.

$P_D < 1W$ para cada metade da válvula, ambas funcionando;

$0{,}8W < P_D < 1W$, para Vpk ≤ 220V, Ip< 4,5mA;

$P_D < 0{,}8W$, para Vpk ≤ 250V, Ip<3,5mA;

Ip = Ik ≤ 20mA em CC;

Vp < 400V para Ip=0, em corte.

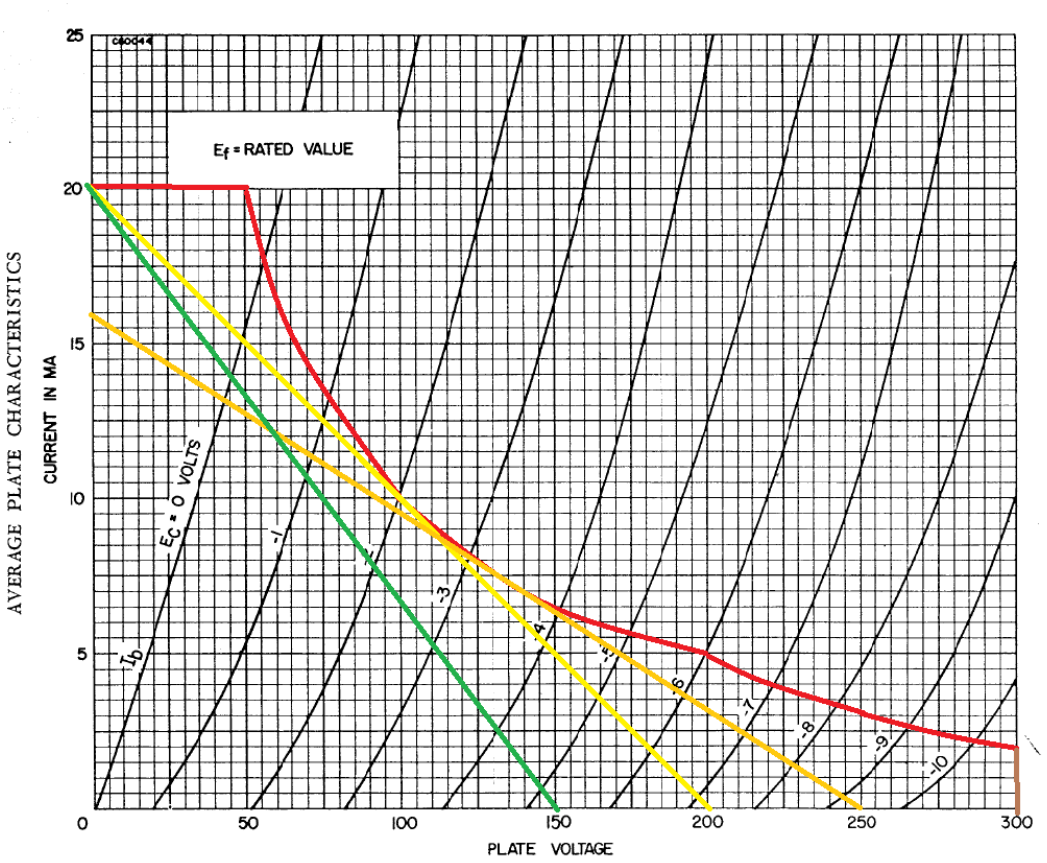


Figura 12

Em vermelho, o limite de dissipação, por tríodo. A área abaixo da curva será a SOA, com Vp limitada aqui a 300V. A curva deveria ser prolongada até terminar com Vp = 400V, Ip=0.

Em laranja e amarelo, as retas de carga CC correspondentes às menores resistências de catodo permissíveis, devido à dissipação de placa, para tensões de alimentação de 250V (15,6kΩ) e 200V (10kΩ). Em verde a reta correspondente à menor resistência de catodo para 150V de alimentação (7,5kΩ), limitada por I_p=20mA.

A interseção entre essas retas e a curva correspondente a tensão V_{gk}=0 (E_c=0) vai indicar a máxima corrente I_p e a menor tensão V_{pk} alcançável, sem carga externa.

Com carga externa, uma reta de carga CA terá outra inclinação e limites, mostrados em verde, que podem ser obtidos estendendo um segmento de reta entre o ponto de operação Q escolhido e a máxima corrente possível sem ultrapassar a curva de máxima dissipação e depois prolongando a mesma reta do ponto Q até o valor de I_p=0 (Figura 13).

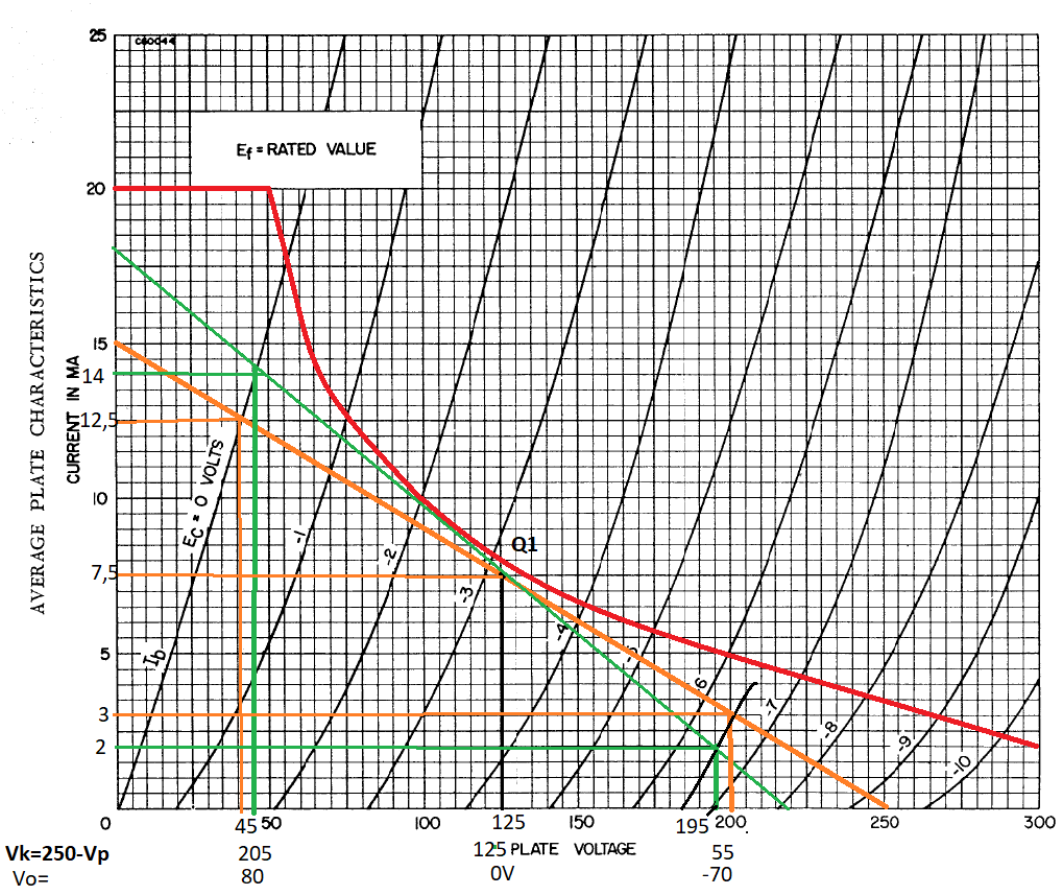


Figura 13

A inclinação obtida equivale a uma resistência de carga CA de:

$$\frac{215V}{0{,}018A} = 11{,}94k\Omega \cong 12k\Omega$$

O que implica numa resistência externa de carga de 60kΩ, no mínimo.

Foi usada como exemplo uma excursão simétrica de tensão V_{gk}, em torno de V_{GKQ}, de -3,2V, ou entre 0V e -6,4V. Isso levaria a uma excursão em I_p entre 2mA e 14mA, V_k entre 205 e 55V, em V_{pk} entre 45 e 195 e em U_{out} de +80V a -70V, 150 V_{pp}, mas de forma assimétrica.

Essas previsões são aproximadas e não refletem a interação entre V_g, V_k e I_p devidas ao circuito. O ganho menor que um indica uma realimentação local elevada, uma vez que a tensão V_{gk} de controle da corrente de saída da válvula é exatamente a diferença entre a tensão de saída e a de entrada.

Vamos simular o funcionamento no ponto de operação escolhido

Circuito simulado (polarização fixa):

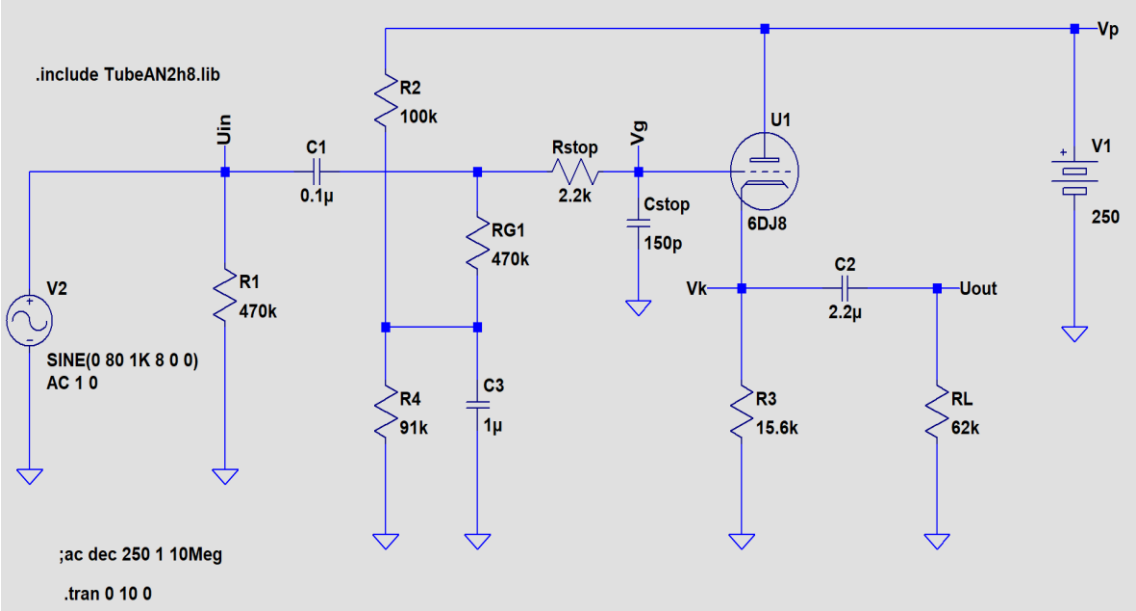


Figura 14

Resultados:

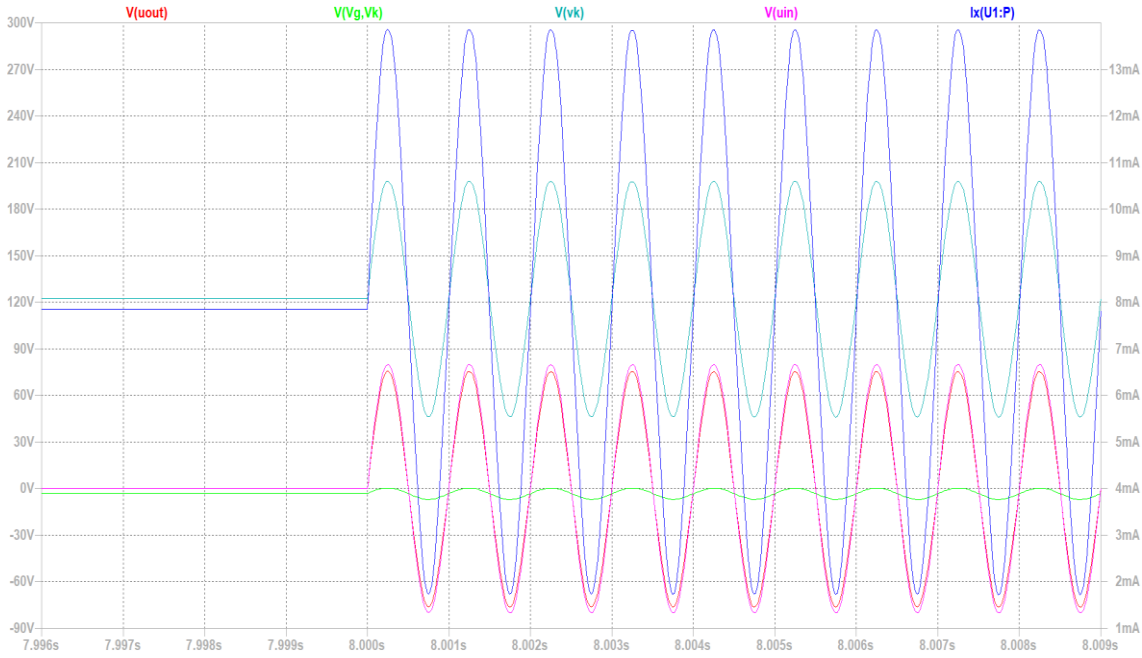


Figura 15

Detalhe de Vgk:

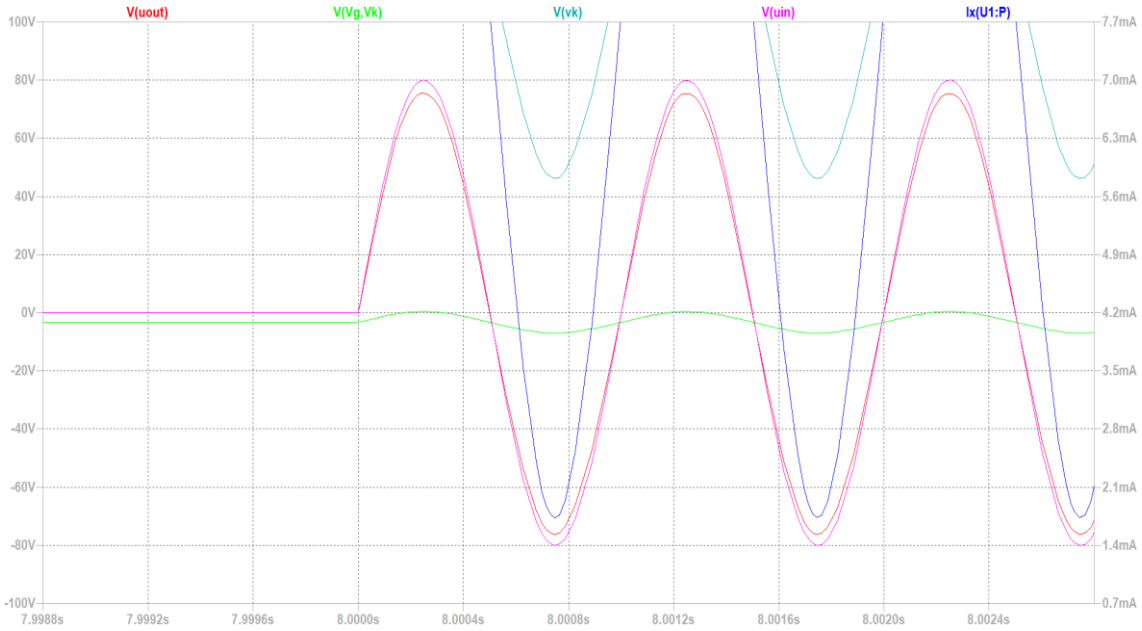


Figura 16

Os valores simulados se aproximam dos calculados, com um benefício, uma excursão mais linear e simétrica.

Vamos reduzir R_L para 30kΩ, aumentando a carga do circuito (maior corrente de saída).

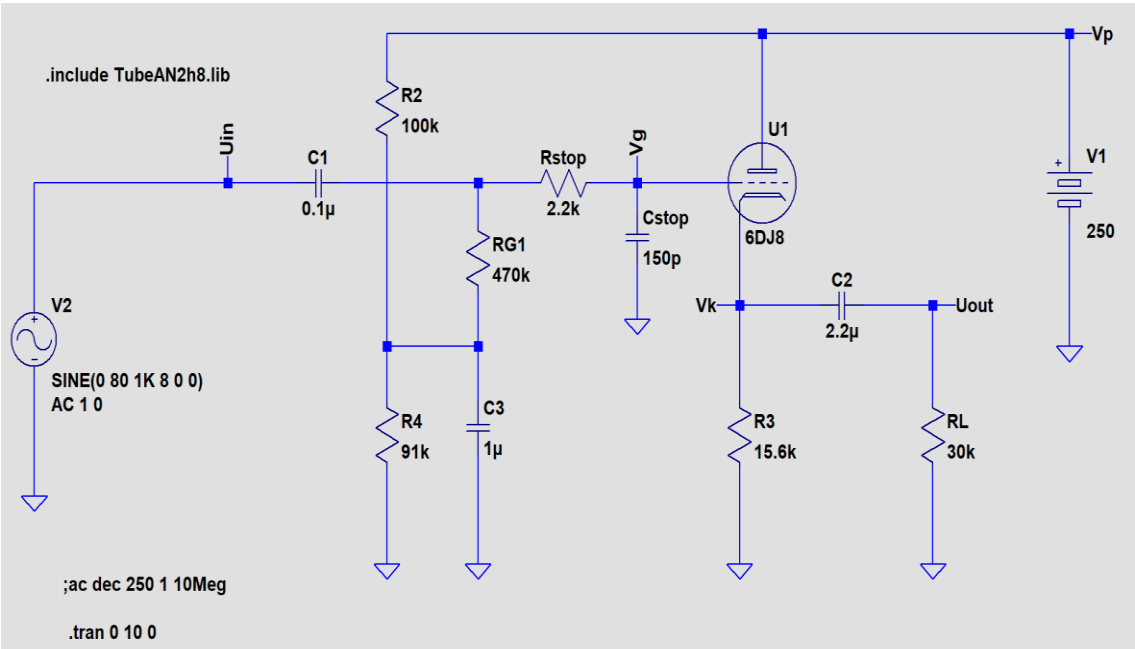


Figura 17

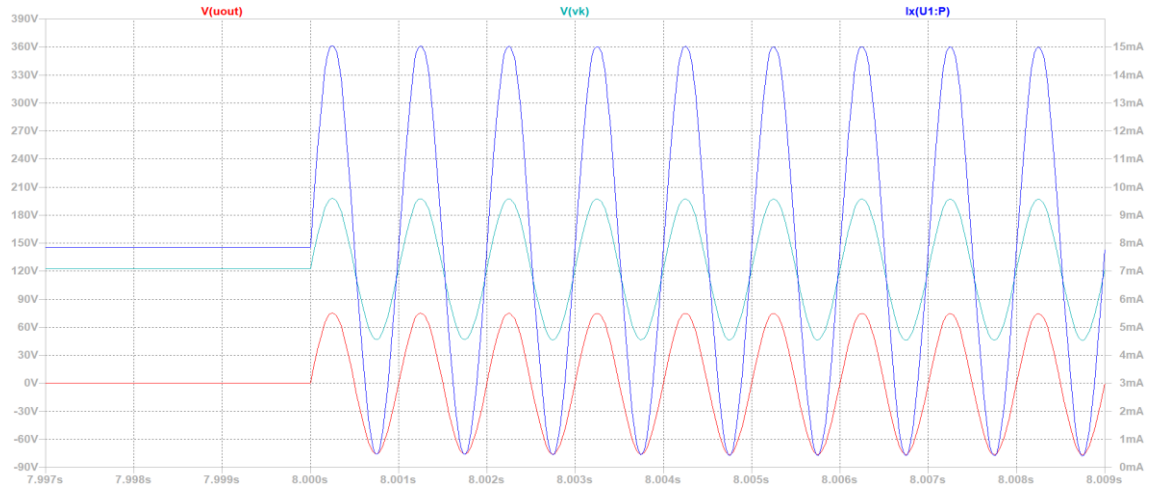


Figura 18

Vamos reduzir mais uma vez RL para 25kΩ, aumentando a carga do circuito (maior corrente de saída).

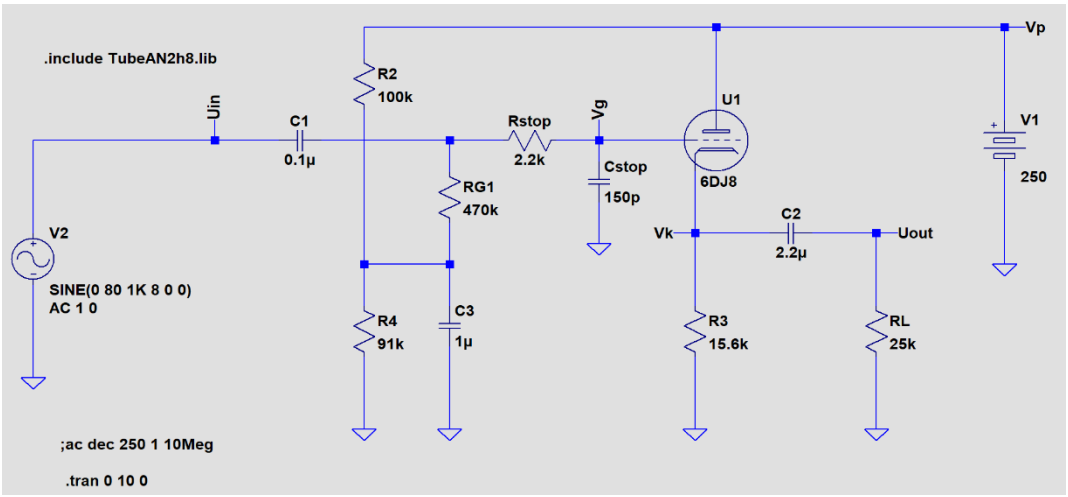


Figura 19

Resultado:

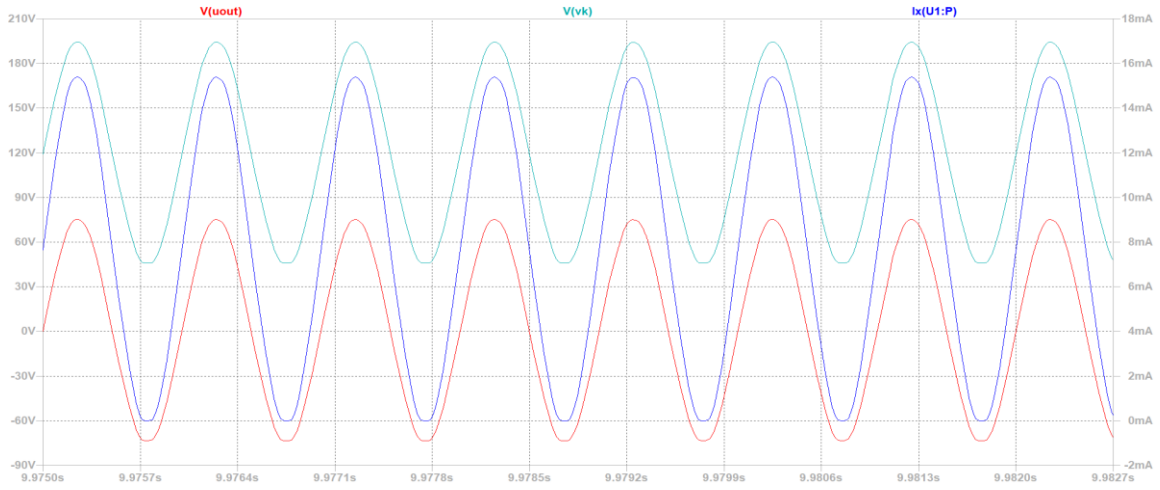


Figura 20

Começamos a ultrapassar o limite de operação em classe A e a distorcer alguns %.

Agora vamos usar a configuração auto polarizada:

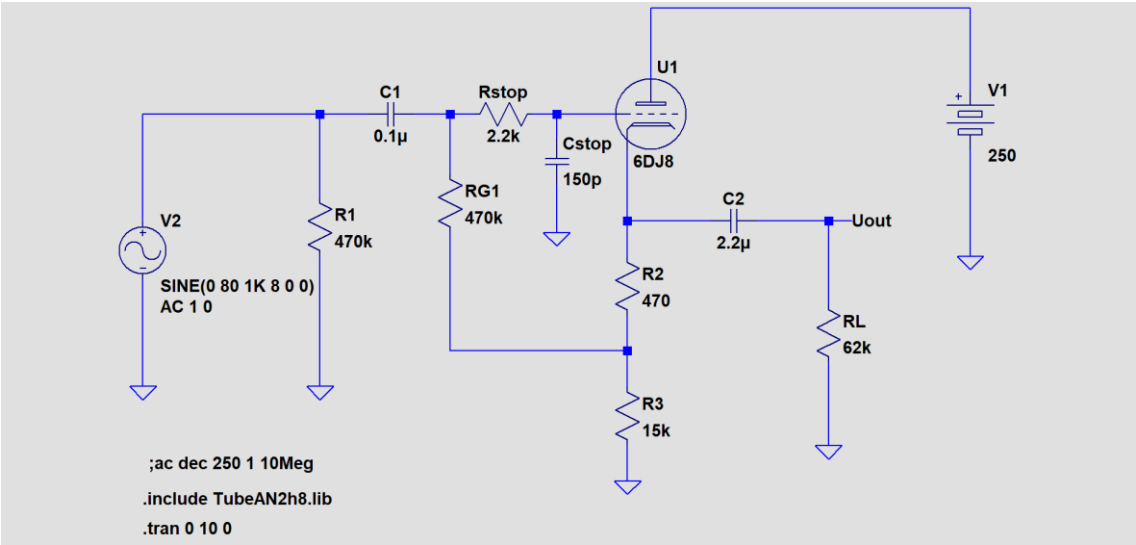


Figura 21

Resultados:

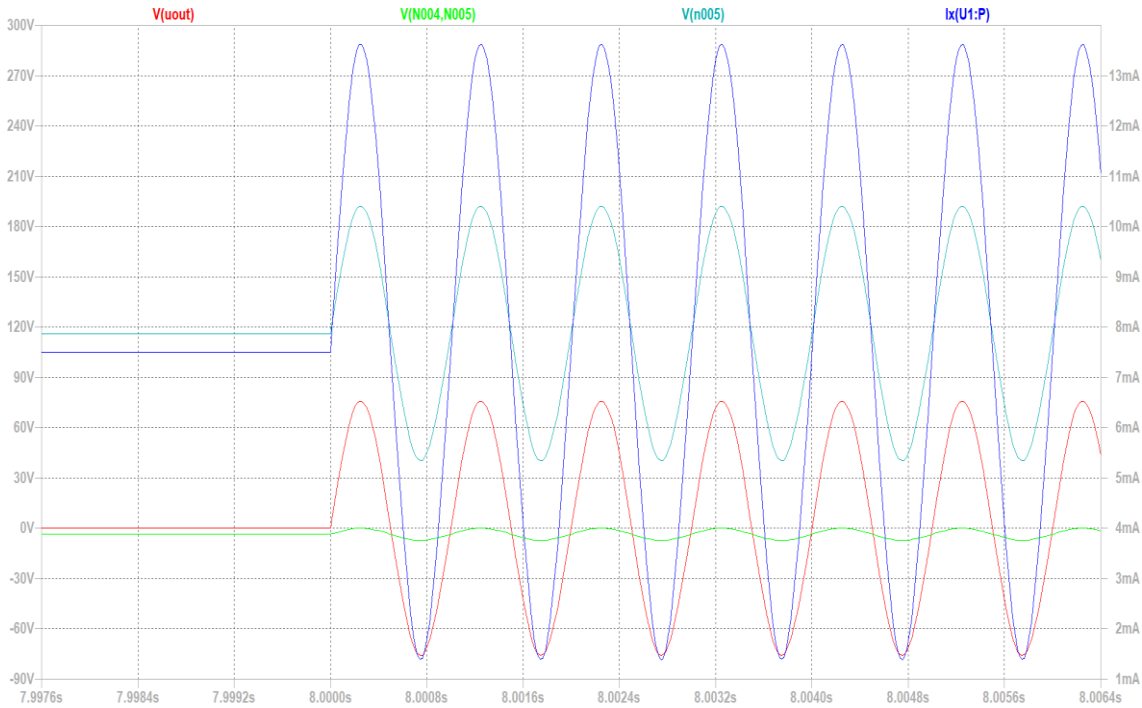


Figura 22

Vamos reduzir R_L para 30kΩ, aumentando a carga do circuito (maior corrente de saída).

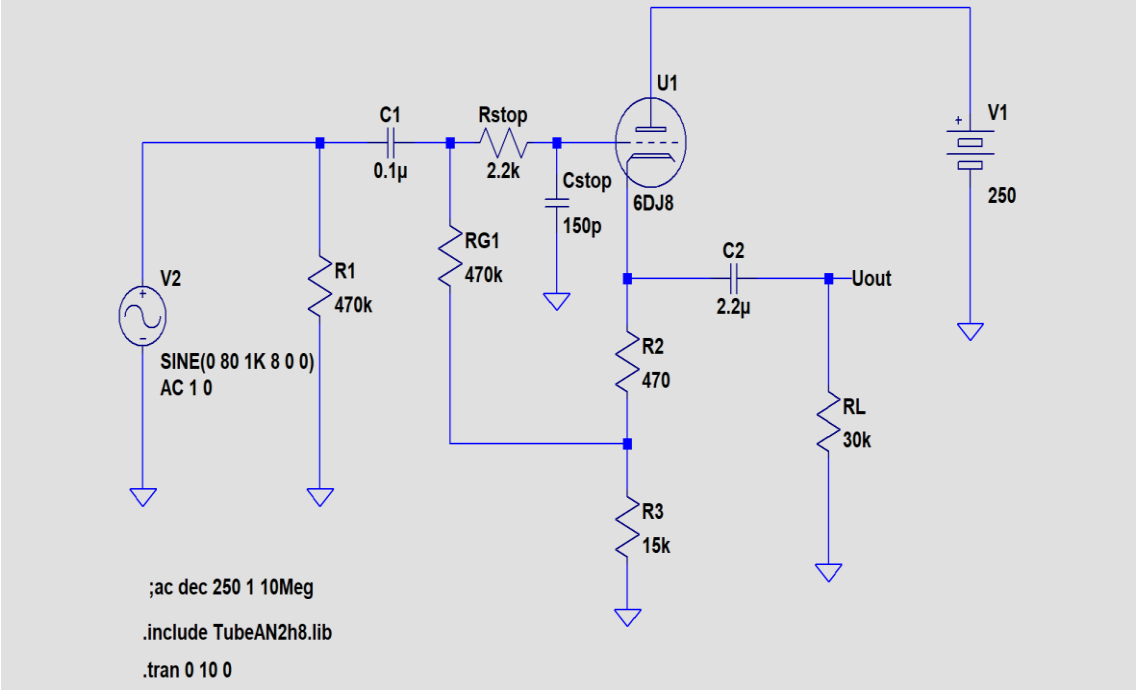


Figura 23

Resultados:

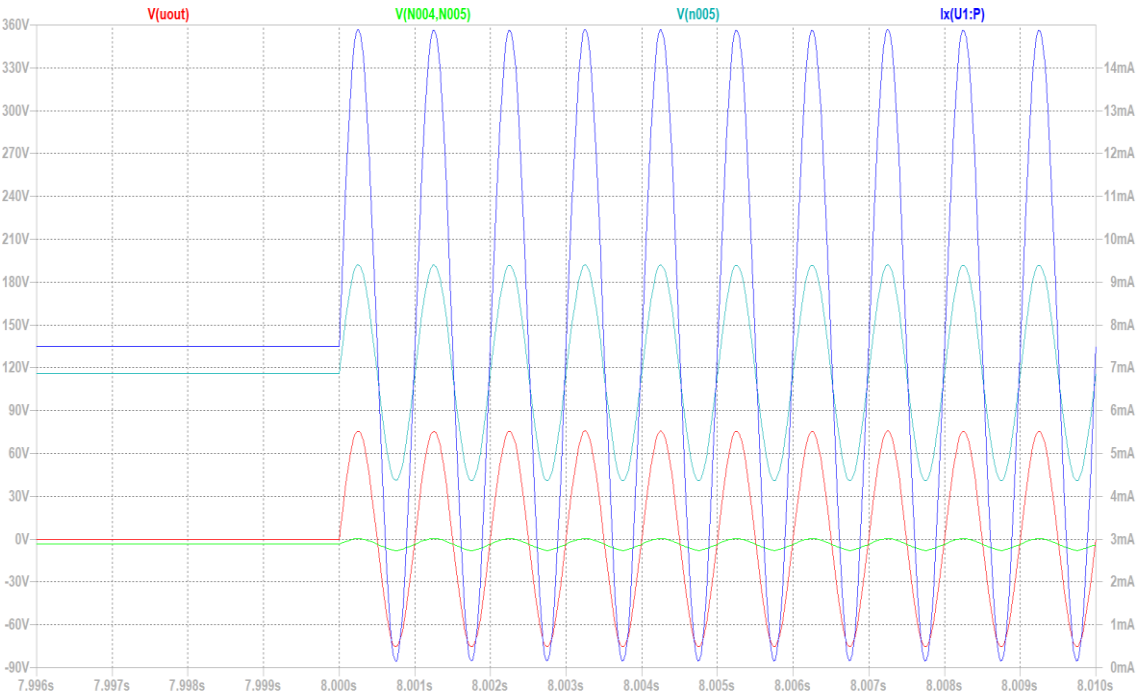


Figura 24

E vemos que o limite de operação linear se aproxima.

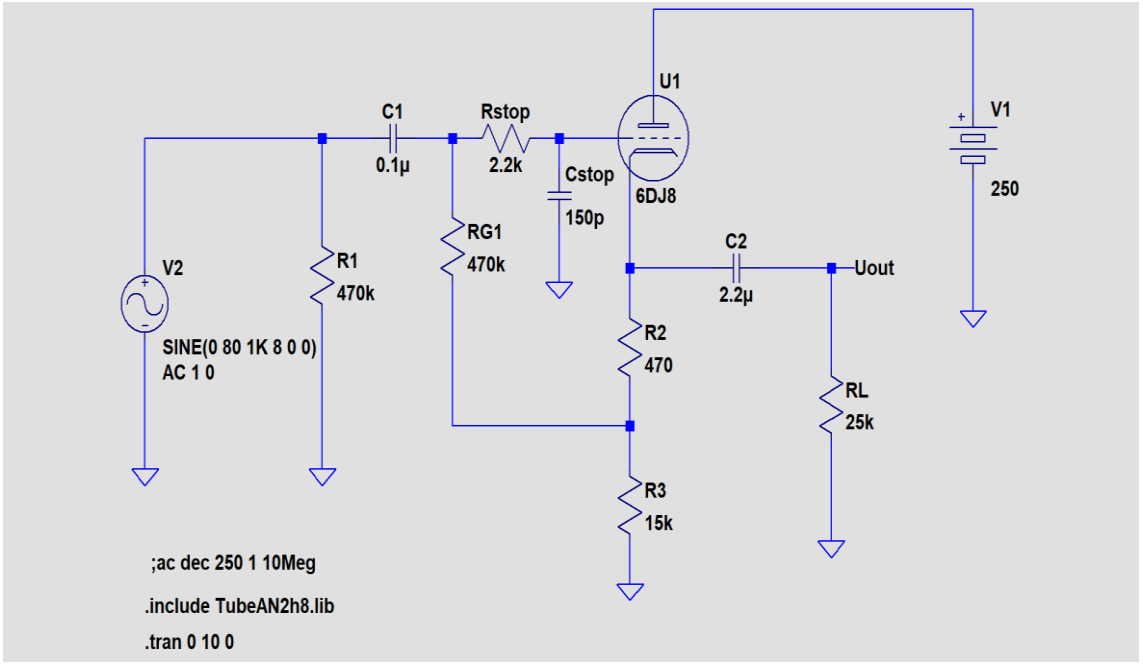


Figura 25

Vamos reduzir R_L mais uma vez para 25kΩ, aumentando a carga do circuito (maior corrente de saída).

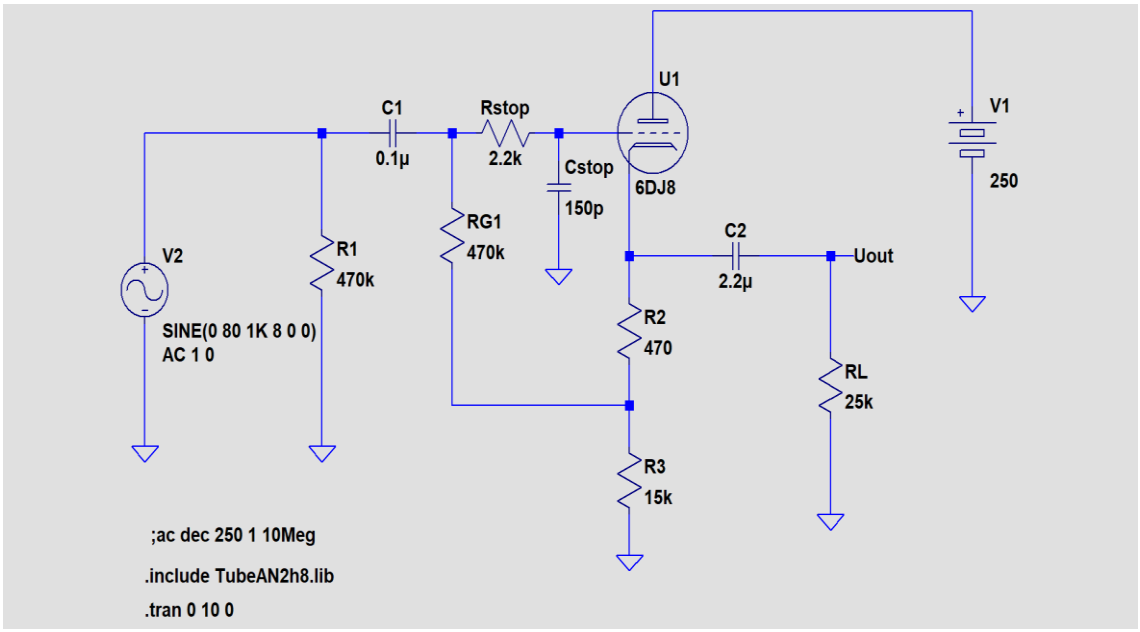


Figura 26

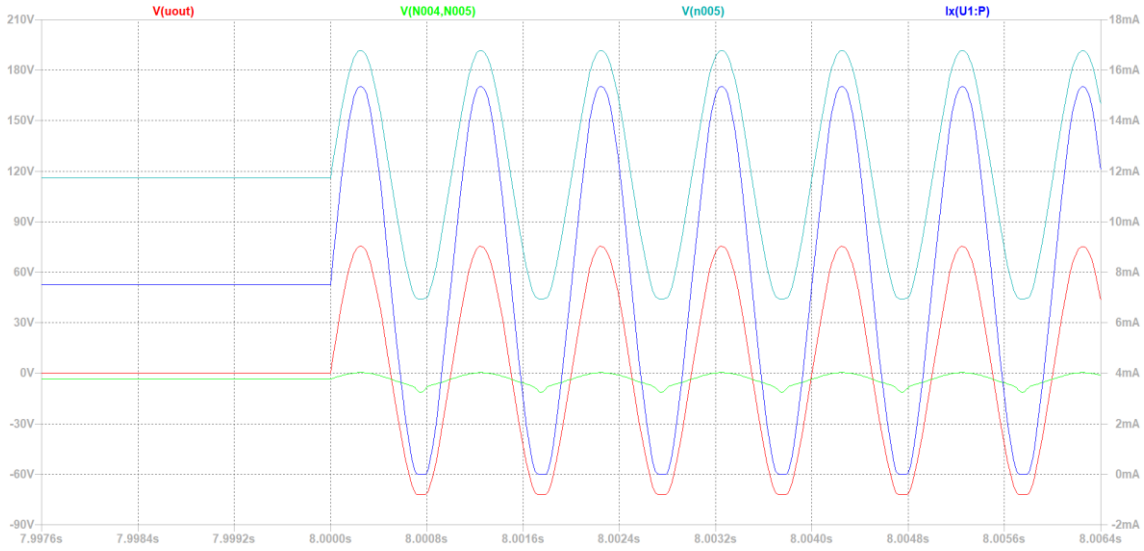


Figura 27

E, mais uma vez o limite é ultrapassado...

Tudo indica que, para máxima excursão simétrica, $2R_k \leq R_L$, ou $R_k \leq R_L/2$.

De qualquer forma, conseguimos $150V_{pp}$, ou uns $50V_{rms}$, no limite de clipping.

Como consequência, sinais com nível de linha (<10Vrms) serão amplificados de forma bastante linear (THD<1% ou 2%).



Figura 28

No próximo número, vamos ver como usar uma fonte de corrente no lugar de R_k e alguns exemplos de projeto, com o cálculo das impedâncias de entrada e saída para pequenos sinais e dos capacitores de acoplamento.

Até o próximo número!

Referências:

1. MILLMAN, Jacob; HALKIAS, Christos. **ELECTRONIC DEVICES AND CIRCUITS**. 1ª ed. International Student Edition: McGraw-Hill Kogakusha LTD; 1967.
2. MILLMAN, Jacob; HALKIAS, Christos. **INTEGRATED ELECTRONICS: ANALOG AND DIGITAL CIRCUITS AND SYSTEMS**. 1ª ed. International Student Edition: McGraw-Hill Kogakusha LTD; 1972.
3. SCHILLING, Donald L.; BELOVE, Charles. **CIRCUITOS ELETRÔNICOS DISCRETOS E INTEGRADOS**. 1ª ed. Editora Guanabara Dois S. A.; 1979.
4. **BOYLESTAD**, Robert L.; **NASHELSKY**, Louis. DISPOSITIVOS ELETRÔNICOS E TEORIA DE CIRCUITOS. 11ª ed. Pearson Education do Brasil LTDA; 2013.

O Novo Mundo do Áudio Digital Parte II

João Yazbek*



Em nosso último artigo falamos sobre o padrão MP3, suas vantagens e limitações. Vimos que, com a evolução tecnológica, podemos hoje transmitir e armazenar grande quantidade de dados de forma rápida e barata, de forma que o mercado de áudio já começa a migrar de arquivos pequenos e comprimidos como o MP3 para formatos onde os arquivos são maiores e com isso a qualidade de reprodução começa a aumentar significativamente. Nos últimos anos, os formatos de compressão sem perda começaram a ganhar espaço e, mais recentemente, o áudio em alta resolução tornou-se um formato comercialmente viável.

Os algoritmos de compressão sem perda são aqueles que permitem a reconstrução perfeita do sinal original comprimido. Lembrando-se que, no caso do MP3, a reconstrução perfeita não é possível, pois há perdas envolvidas. O sinal que entra no codificador é diferente do sai do decodificador de MP3. No caso de compressão sem perdas, o sinal que entra é igual ao sinal que sai do processo.

No dia-a-dia, em nosso PC ou smart-phone, usamos a compressão sem perdas de forma corriqueira para reduzir o tamanho de arquivos para armazenamento e transmissão pela Internet, como é o caso dos arquivos executáveis comprimidos. O compressor de arquivos ZIP é um exemplo dessa categoria. Movendo-nos um pouco para a categoria de arquivos de fotografias, os arquivos de imagem do tipo Bitmap (BMP) são lossless e os arquivos JPEG são arquivos com perdas de compressão. Na área de vídeo também temos os dois tipos de arquivo, sendo que nessa área os arquivos comprimidos com perda são os mais usados.

Em áudio, os formatos são divididos em três tipos: aqueles sem compressão e logicamente sem perdas, como os formatos WAV e AIFF, os com compressão e sem perdas, como o FLAC e o ALAC e os com compressão e com perdas, como o MP3 que já discutimos e o AAC. Lembrando-se que temos também os formatos multicanal, e, para sermos curtos na classificação dos formatos multicanal, vamos citar como exemplos os Dolby TrueHD e Atmos e o DTS-HD Master Audio.

***Mestre em Engenharia Eletrônica**

O formato wave, como já citamos em colunas passadas, é o formato usado em arquivos codificados com LPCM (Linear PCM) e é essencialmente similar aos dados digitais de um CD. Um formato parecido com o Wave é o AIFF, chamado de Audio Interchange File Format, que é um formato desenvolvido pela Apple e normalmente usado em aparelhos dessa marca. Esses formatos oferecem alta qualidade de reprodução por não serem comprimidos, mas não copiam as informações adicionais do arquivo, como o nome do artista e do CD. Adicionalmente, os arquivos são grandes, como já citamos anteriormente. Os arquivos AIFF podem ser utilizados tanto em Macs como em Windows, mas são comumente vistos em produtos Apple.

Já os formatos mais comuns da segunda categoria são o FLAC (Free Lossless Audio Codec – ou Codificador Sem Perdas Gratuito), que como o nome diz, é gratuito e de código aberto e o ALAC (Apple Lossless Audio Codec – ou Codificador Sem Perdas da Apple), que era proprietário da Apple até alguns anos atrás. O FLAC é um formato de áudio que fornece compressão de áudio sem perdas de qualidade, sendo em sua estrutura similar a um arquivo ZIP, porém com algoritmo otimizado para áudio. Sendo de código aberto, o FLAC está sendo extensivamente utilizado para compressão de áudio sem perdas em muitos produtos do mercado.

Já o ALAC é um formato de codificação de áudio sem perdas similar em eficiência de compressão ao FLAC, sendo que o maior problema desse codec é que muitos produtos que não são da Apple não suportam o formato. Outros codecs sem perdas são o WMA Lossless da Microsoft, o Ogg Vorbis, que também possui código aberto e o Real Audio (antigo Real Player), estes últimos de penetração mais limitada.

Em média, os formatos sem perdas têm uma compressão de 2:1, comparados com os valores 11:1 ou 5.5:1 vistos para o MP3 na coluna do mês passado. Logo, temos que, em media, um arquivo lossless tem uma taxa de bits de 700 kbits por segundo, comparado ao valor de 1,4 Mbits por segundo para o CD e a 256 kbits por segundo para o MP3 de media qualidade. Então, temos que um minuto de áudio sem compressão deve ter um tamanho em torno de cinco Mbytes. Isso sempre levando em conta o padrão CD de 16 bits com taxa de amostragem de 44.1 KHz. Valores muito maiores serão obtidos para arquivos em alta resolução, onde a taxa de bits e a de amostragem são superiores.

Para completar a lista dos principais codecs com perdas, temos ainda o WMA e o AAC. O WMA (Windows Media Audio) foi criado pela Microsoft, é uma alternativa ao MP3 disponível na web, sendo comum em sites que oferecem streaming de áudio e vídeo compatíveis com o Windows Media Player. Sendo um codec com perdas, utiliza também os princípios da psico-acústica.

Já o AAC (Advanced Audio Coding) foi desenvolvido para ser o sucessor do MP3, e apesar de ser uma melhoria quando comparado ao MP3, não é tão popular quanto este. O AAC possui maior taxa de amostragem máxima (até 96KHz), maior número

de canais e maior eficiência na codificação, além de maior flexibilidade para desenvolver codecs que o MP3, e corrige algumas escolhas de projeto não tão felizes feitas na especificação original do MP3. O AAC é melhor que o MP3 quando utilizado em *bit-rates* mais baixos. Entretanto, à medida que o *bit-rate* aumenta, a eficiência do formato torna-se pouco relevante e a vantagem do AAC em relação ao MP3 começa a ser menos significativa.

O AAC atinge os requisitos de qualidade de áudio aceitável (vistos na coluna do mês passado) com taxas de 128 kbit/s em estéreo, enquanto que o MP3 precisa de mais do que isso, idealmente 256 kbits/s. O AAC é o formato padrão para os produtos Apple e alguns outros produtos de alguns fabricantes. Apesar de muitos acharem se tratar de um formato Apple, o AAC é padronizado por normas internacionais e, portanto, é um formato que não é proprietário, sendo utilizado pela Apple por ser, teoricamente, uma alternativa superior ao MP3. Apesar de tudo isso, o AAC não tem a popularidade do MP3.

O FLAC é, de longe, o algoritmo mais utilizado na reprodução de áudio sem perdas atualmente, sendo o padrão que possui a maior abrangência tanto em software como em produtos capazes de reproduzir o padrão no mercado. É um formato de código aberto com licenciamento sem o pagamento de royalties e, dessa forma, rapidamente se tornou o formato padrão para compressão de áudio sem perdas. Algumas das vantagens técnicas do codificador são sua velocidade e o uso de poucos recursos de hardware, podendo ser utilizado em streaming sem muito uso de CPU. O padrão está sendo tão aceito mundialmente que na Europa ele foi escolhido para a codificação de áudio em alta resolução para transmissão por rádio. Além disso, boa parte dos serviços de download de música em alta qualidade ou alta resolução o utilizam.

Concluímos que, para arquivos comprimidos com perdas, o padrão de mercado é o MP3, e para arquivos de maior qualidade, sem perdas por compressão, o padrão é o FLAC. Conforme a evolução tecnológica segue seu curso, o FLAC passa a ser utilizado também em áudio de alta resolução. Mas isso é assunto para o mês que vem.

Até lá.



Formigas na Cama

Sabe-se lá o porquê, mas o fato é que ainda não eram 8 horas da manhã, quando nossos amigos casualmente se encontraram junto ao balcão da padaria do Mario. Embora com máscaras, era possível a um observador mais atento, notar um certo olhar de preocupação no grupo.

- O que houve? Toninho chegando antes das oito!

- Não dormi muito bem, Carlito. Esses novos televisores andam me tirando do sério. Cada dia uma novidade. E tome de pedrada dos clientes. A turma não quer saber de nossos argumentos nem do risco.

-Pois é. Também estou meio agitado. Pelo visto, uma hora a Pandemia vai ser controlada, porém o vírus vai continuar por aqui.

- Mas você tomou a vacina, Zé Maria...

- Mas temos a turma que não acredita no problema, sério! Todos os dias vejo dezenas de pessoas sem a máscara, aglomerando-se em filas de Bancos, caixas de supermercados e no transporte coletivo. Assim vamos chegar ao final do ano sem que a Pandemia seja controlada.

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

- Hei, Carlito! Seu Mario pediu para aguardarmos quinze minutinhos para o pão quentinho sair do forno. Vamos sentar ali naquela mesa, enquanto aguardamos e continuar nossa conversa?

- Aqui está bom, Carlito?

- Ali, mais no canto, Toninho! Vamos manter a distância.

- Então vamos lá.... Como está a Semp TCL que você ontem estava amaldiçoando tanto, Zé Maria?

- Por muito pouco não quebrei a tela. Essa história de usar cola nas telas não é bom negócio.

- Mas eu falei... O pessoal lá do Fórum deixou em claro que é melhor retirar a moldura junto.

- Tentei de tudo, Toninho! Passei benzina, aguarrás, pó de pirlimpimpim... Nada amolece o raio da cola.

- Tem que usar um pedaço daquela película difusora que fica atrás da tela. Corta melhor do que muitas lâminas, sem o inconveniente de arranhar qualquer coisa indevida. Primeiro solta-se a moldura, o que é mais fácil e depois a tela.



FIGURA 1

- Foi o que fiz, mas mesmo assim por muito pouco deixei de quebrar a tela.

- E se prepare! Quase todos os televisores mais modernos estão vindo com as telas coladas e como não se pode chegar até as barras de LED´s sem remover a tela, o risco aumenta.

- Por sua vez o cliente não irá aceitar de volta seu TV com a tela danificada...

- Calma, gente... É tudo uma questão de atenção e cuidado. E nada de facas, estiletes ou coisa que o valha.

- Com a mesma lâmina de difusor, é só ir cortando a cola em toda a volta, sem forçar nada. Geralmente só o topo é colado.



FIGURA 2

- Um amigo do Fórum, O Marcílio, me ensinou outro dia que nas Semp – TCL, tem que tirar com a moldura junto, embora a moldura vai sair em 4 partes, pois não é inteira como nas LG. Na hora da montagem, com muita paciência, devemos colocar o display com a moldura novamente, sem ter de tentar tirar a cola da moldura... Vai de boa! Ela se encaixa novamente no gabinete e pronto!

- Acho que é por aí, Toninho! Tentar retirar a cola é um risco muito grande. Mesmo com muito cuidado a coisa pode acabar mal.

- Eu já havia até confirmado com o Marcilio e ele, que já passou por esse aperto várias vezes, me informou que retira a tela com a moldura, sem retirar a cola, ou melhor: aquela espécie de fita do display. Geralmente o display está colado em um dos perfis maiores da moldura, quase sempre do lado superior. Quando for montar, os perfis que estiverem soltos já serão encaixados no gabinete e o que tem cola, levado junto com o display. Depois é só montar o painel. Igual se faz com as LGs quando desmontamos a tela com a moldura junto. Só que nas TCL a moldura não é inteira, vem em quatro pedaços.

- Olhe o café chegando!!! Que horas são, Carlito?

- Puxa vida... Ainda são oito e quinze! Já começo a acreditar que deu formiga em nossas camas!

- Temos um outro problema para resolver. Podíamos ir mais cedo para a oficina e...
- Ainda é cedo, Zé Maria. Sei que o Philco de 32 polegadas da Dona Sara está deixando a gente com insônia, mas vamos pensar um pouco antes de partir para os finalmentes. Temos mais de meia hora pela frente.

- É... Ainda temos um belo abacaxi para descascar! Vamos recapitular essa história.
- Simples. Dona Sara, na segunda-feira, bem cedo trouxe a sua Philco PH32E20 funcionando perfeitamente nos canais abertos e na TV a cabo. A queixa era que do nada, tinha deixado de acessar o Netflix. Como a mãe dela assiste filmes quase que o dia inteiro, o problema se tornou grave.

- E depois?

- Achei que era coisa muito fácil de resolver e parti para o procedimento padrão: Resetei o Android e fiz o Reset do televisor. Sabem o que aconteceu?... Nada!
- Ou seja: Não conseguiu instalar o Netflix!

- Já revirei quase toda a Internet em busca de uma solução, mas não achei nada! E isso é preocupante. Será que fomos os premiados?

- Andei tentando também. Instalei o “Aptoide” só para fazer o download, porém na hora de instalar dá um erro. Aparece na tela: “ OCORREU UM PROBLEMA AO ANALISAR O PACOTE “. Já tentei instalar o Netflix com o auxílio do pendrive e nada!

- Vou perguntar o óbvio, mas... Você tentou atualizar o TV, Zé Maria?

- Claro, Carlito! Fiz todo o procedimento. Atualizou, reiniciei o televisor e fui tentar reinstalar a Netflix, mas não vai... fui em “aplicativos” mas na hora de instalar dá a mensagem: “ERRO DE ANÁLISE”.

- Depois da atualização você resetou para os padrões de fábrica?

- Já tentei de tudo, Carlito! Realmente essa TV está me tirando do sério...

- E nós aqui falando de um problema sério e o Toninho às voltas com o Smartphone....
- Largue o telefone uns minutinhos só, Toninho!

- Um minutinho só... É justamente sobre este TV! Acho que matamos mais essa! Prestem atenção: Recebi agora mesmo de um amigo meu autorizado Philco (pedi para ele perguntar na Philco sobre a questão), um boletim informativo referente a este caso e diz que por enquanto estão em tratativas e não tem o que fazer em alguns modelos, inclusive o nosso.

- Da D. Sara, você quer dizer! O que diz o dito Boletim? Está logo no início:
*“Informamos que alguns modelos de **TV Android Aptoide** estão apresentando **erro ao baixar ou tentar abrir** o aplicativo **NETFLIX**. Listaremos abaixo os modelos e suas respectivas lojas Smart e informamos que os modelos que estão com erro já estão em tratativa para normalização.”*

- Fomos premiados! Não tem jeito... Resta saber quem vai explicar isso para a Dona Sara!

- Deixe ler a Circular, Toninho!

- Está bem aqui o nosso modelo, olhem!

Loja	SMART STORE
Erro em tratativa	Ao tentar baixar o APP apresenta o erro: “Ocorreu um problema ao analisar o pacote.”
Modelos	PH55E20DSGWA
	PH49E20DSGWA
	PH40E20DSGWA
	PH32E20DSGWA
	PH58E20DSGWAS
	PTV32E20DSGWA
	PTV40E20DSGWA

FIGURA 3

- Essa agora me lembrou daquelas Gradiente, de tubo, que saia um boletim uma semana, na próxima outro e na próxima outro e nunca resolvia os problemas técnicos...

- Quinze para as nove, gente! Conseguimos resolver dois problemas antes de ir para a oficina! Isso é que é eficiência!

Agradecimentos aos amigos do Fórum Tecnet que contribuíram para a nossa história: Dili-RS; Schiavon; Capacheck; FJ Silva; fts25, Samuel N, Daniel, Marcos, Claudir Claucinei e Fabio Boituva.

O Primeiro VOM A Gente Nunca Esquece

Paulo Brites*

Dando continuidade à seção de *flashbacks* que iniciei na edição de fevereiro/2021, este mês, falarei do meu primeiro VOM de verdade, do qual nunca esqueci, e nem poderia, porque ainda o tenho por aqui em funcionamento.

Para os “não iniciados” a sigla **VOM** significa **V**olt-**O**hm-**M**iliammeter que é a forma como nos referíamos antigamente aos multímetros analógicos ou, “no popular”, os multímetros de ponteiro.

Só como registro, vale mencionar que os atuais multímetros digitais ou *Digital VoltMeter* são conhecidos como DVM.

Depois do meu “voltímetro quebra galho” com lâmpada neon, que publiquei em fevereiro/2021, veio a maletinha do Instituto Monitor com a qual eu já podia realizar medidas de tensões com mais acurácia e, também, correntes e resistências.

Entretanto, meu sonho de consumo era conseguir comprar um daqueles VOM de verdade que eu via anunciados nas páginas da Revista Antenna e que ficava “namorando” nas vitrines das lojas de Eletrônica aqui no Rio. Finalmente, lá pelo ano de 1967, o namoro virou casamento que dura até hoje. Comprei o Sanwa 320X.

Eu queria um Simpson 260, mas isso era coisa para príncipe e eu era um reles plebeu (ainda sou).

Antes de comprar o VOM e enquanto juntava o dinheiro que, para mim, era uma pequena fortuna, eu ia estudando detalhadamente as características de cada um.
Talvez o que encantasse muita gente fosse a escala ôhmica de 100MΩ que poucos possuíam.

Mas, nas aulas do Instituto Monitor eu tinha aprendido uma coisa fundamental nas medições de tensão e denominada kΩ/V (quilo ohms por volt). Os VOMs mais baratos eram 20kΩ/V, enquanto os tops de linha, como o Sanwa 320X, Simpson 260 e outros, eram 50kΩ/V.

Aqui vale ressaltar duas informações.

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

A primeira é que este valor de 50kΩ/V, no caso do Sanwa 320X, por exemplo, só vale para escalas de 5V até 500V. Nas escalas de 1kV e 5kV, cai para 25 kΩ/V. E a segunda é que em todas as escalas de AC temos apenas 5 kΩ/V.

Até aí, como dizem os gringos – *Not so bad* (não tão ruim), porque, em geral, as medições em AC eram apenas na rede elétrica e nos secundários dos transformadores com baixa impedância.

Estes valores não são padronizados e irão variar de um fabricante para outro e aparecem escritos no painel como vemos na fig.1.



Fig. 1 – Painel do Sanwa 320X

E qual é a importância deste "detalhe"?

Todo mundo sabe, ou deveria saber, que um voltímetro entra em paralelo com a carga, logo, é conveniente que sua resistência seja, no mínimo, dez vezes maior que a resistência da carga onde a medição será realizada.

Caso contrário obteremos uma leitura falsa, menor que o valor verdadeiro. Naqueles tempos, ainda das válvulas, tínhamos muitas cargas de alta resistência e muitos valores altos de tensão sobre elas daí a importância de ter um instrumento com uma alta relação **quilo-ohms por volt** e, por isso, optei pelo 320X.

Se for para ter um instrumento que mede "errado" é melhor não ter nada, a menos que você se contente em ser enganado.

E a escala ôhmica de 100MΩ?

Há uma lenda que diz que esta escala é ótima para testar fugas entre junções de transistores bipolares.

Entretanto, quando eu comprei o meu primeiro e inesquecível Sanwa 320X, lá pelos idos de 1967, não estava preocupado com o isso porque os transistores por aqui ainda não eram nem “pedra da Lua”, até porque o Homem só pisou na Lua em 20 de julho de 1969 e comprovou o que Aristóteles já dizia em 350 AC – **a Terra é redonda como uma bola (de futebol americano!).**

Mas valia a pena sim medir resistores de altos valores porque era comum, por exemplo, termos 10MΩ nas grades de controle das válvulas.

Uma aplicação que se dava a esta escala era “testar” capacitores eletrolíticos pelo método de carga e descarga.

Escrevi “testar” com a intenção de que não seja confundido com medir. Medir seria com um capacímetro, ou melhor, com uma ponte de impedâncias que eu tive o prazer de conhecer quando virei bolsista/estagiário no Curso Técnico de Eletrônica no IBRATEL.

Depois veio a “lenda” da fuga dos transistores, que até tem um fundo de verdade, mais o motivo principal repousa em outras questões que já tratei no artigo **O multímetro ICEL MA-70 é bom para testar transistores** de 02/05/2018.

Todo mundo sabe, ou deveria saber também, que um VOM não mede resistências, assim como também não mede tensões.

Se assustou com o que eu disse?

Se quiser saber mais sobre isto eu sugiro a leitura do capítulo 11 do meu e-book **Eletrônica para Estudantes, Hobistas & inventores**, se é que ainda não leu.

Por enquanto, vou dar uma “canja” aqui, como dizem os músicos e cantores, para não deixar você com água na boca já que falei em “canja”.

Todo instrumento analógico é um medidor de corrente por construção.

Você sabe o que a corrente disse para tensão? “**Eu não existo sem você**”.

Parece a canção do Tom Jobim, mas é Eletricidade na veia, ou melhor, no coração, para ficar mais romântico.

E aí, veio o Sr. Ohm, que não era padre, mas físico, e “casou” a corrente com a tensão usando a Lei que leva o seu nome e da “união” nasceu uma filhinha batizada de **resistência ôhmica** (nome e sobrenome).

A principal característica de um multímetro não é a relação “quilo-ohms por volt”, nem, tampouco, medir resistências de valores altos. Estes dois quesitos se “escondem” atrás de outro parâmetro, este sim, importantíssimo e que está no “DNA” do galvanômetro com o qual é fabricado o VOM.

O que interessa, de verdade, é saber qual é a menor corrente capaz de produzir a deflexão máxima (fundo de escala) do ponteiro (sem entortá-lo, é claro!).

Então, quando vamos comprar um multímetro analógico a primeira coisa a fazer é dar uma olhada na menor corrente que ele capaz de medir. Isso já irá nos dar uma “dica” sobre a maior resistência que ele poderá medir e, também, o “tamanho” da relação quilo-ohms por volt (kΩ/V).

Tudo na vida tem um preço ou onde entra a bateria de 22,5V?

Examinando o Sanwa 320X descobrimos que seu galvanômetro é de 20µA, mas ele mede correntes a partir de 25 µA porque tem um *shunt* em paralelo com a bobina do galvanômetro. Veja o post **Gato Analógico - Sanwa 320X.**

Esta baixa corrente capaz de produzir deflexão de fundo de escala no galvanômetro vai nos permitir ter uma escala de 100MΩ, mas aí entra o preço a pagar e a necessidade de uma bateria maior que 1,5V ou 9V usadas nos “outros” VOM de galvanômetro de 50µA. E é, exatamente, neste momento que entra a “famigerada” bateria de 22,5V para atender a Lei de Ohm.

Vamos combinar que esta escala de 100MΩ é um pouco de *marketing*. Se olharmos o painel do 320X veremos que o deslocamento do ponteiro para uma resistência de 100MΩ é ínfimo, dando um “salto de formiga” para mostrar 50MΩ. Na fig.2 o caminho (em vermelho) para escala de 100MΩ (R x 1000) nos mostra que a bateria de 22,5V entra em série com a pilha de 1,5V fornecendo 24V no total e que só é “útil” nessa escala.

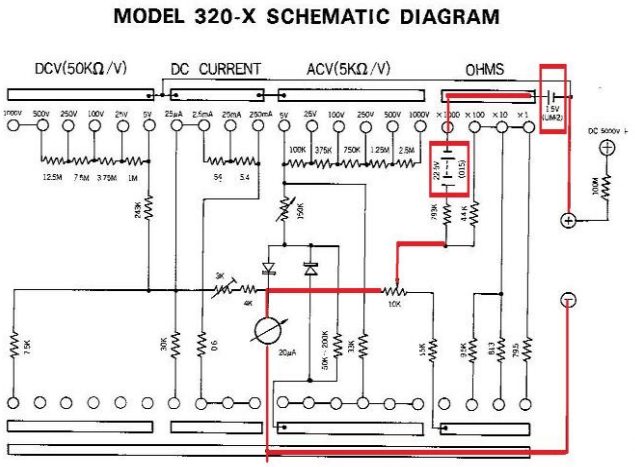


Fig. 2 – Esquema elétrico do Sanwa 320X.

Resolvendo o problema da "famigerada" bateria de 22,5V

Quando estes multímetros eram fabricados, lá pela década de 50 do século passado, estas baterias de 22,5V, assim como as de 67,5V e 90V eram fáceis de serem encontradas porque eram usadas nos rádios "portáteis" valvulados, do tamanho de um tijolo, assim como os primitivos celulares. Pouco a pouco elas foram desaparecendo e se tornando muito caras e, assim mesmo, quando eram encontradas.

A primeira solução que eu adotei, tipo "ovo de Colombo", para resolver o problema foi usar duas baterias de 12V em série e ir mantendo "vivo" meu primeiro VOM para "testar" transistores bipolares.

Em janeiro de 2015 eu publiquei um artigo – **Bateria de 22,5V, a solução definitiva** – usando o CI MC3406A para fazer um conversor DC-DC de 9V para 22,5V.

Um trabalho artesanal que não vale mais a pena se fazer porque esses módulos já podem ser comprados prontos no Mercado Livre, vindos da China, assim como as vacinas, e por um preço convidativo.

Na fig.3 vemos um desses módulos que usei no *upgrade* que fiz no meu Samwa 320X. Mais detalhes você poderá ver no vídeo que publiquei no **meu canal no Youtube** (sem comercias).

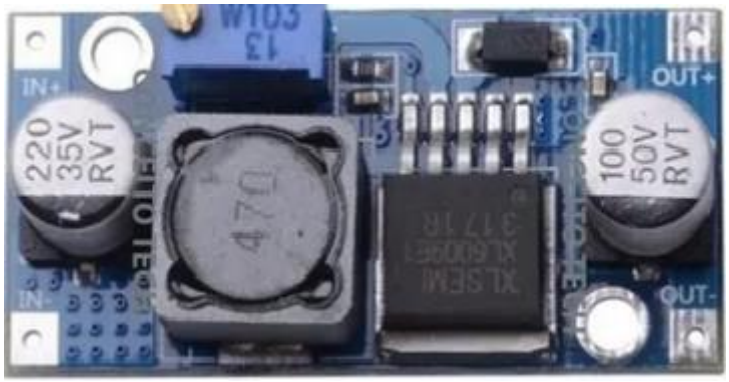


Fig. 3 – Módulo conversor DC-DC ajustável

Antes de encerrar deixo uma reflexão ou, melhor, uma pergunta:

Você sabe por que é preciso inverter as ponteiras da maioria dos VOM para testar diodos e transistores com as escalas ôhmicas?

Se não sabe e só dar uma olhadinha na Fig.2 e descobrir ou, então, assistir o **vídeo no meu canal**.

Mês que vem o *flashback* continua com Projeto e Construção do meu Primeiro “Capacímetro” em 1966. Você vai se surpreender.

Não perca!

Ah! Ia esquecendo de dar uma boa notícia.

Hoje, 11 de março de 2021, tomei a primeira dose da vacina do Butantã.

Dia 7 de abril tomo a segunda dose e viro jacaré, definitivamente.

Referências e Links:

(1)
https://www.paulobrites.com.br/o-multimetro-analogico-icel-manaus-ma-70-e-bom-para-testar-transistores/
(02/05/2018)
(2)
https://aprendaeletronica.paulobrites.com.br/index.php/vendas-clube-aprenda-eletronica-2/
(3)
https://www.paulobrites.com.br/gato-analogico-sanwa-320x/
(19/07/2015)
(4)
https://www.paulobrites.com.br/bateria-de-225v-solucao-definitiva/
(23/01/2015)
(5)
https://www.youtube.com/c/AprendaEletrônicacomPauloBrites

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



Álvaro Neiva*

Regulação II

O Reguladores Lineares: Análise e Projeto do Regulador Série

Regulador Linear, comportamento transitório.

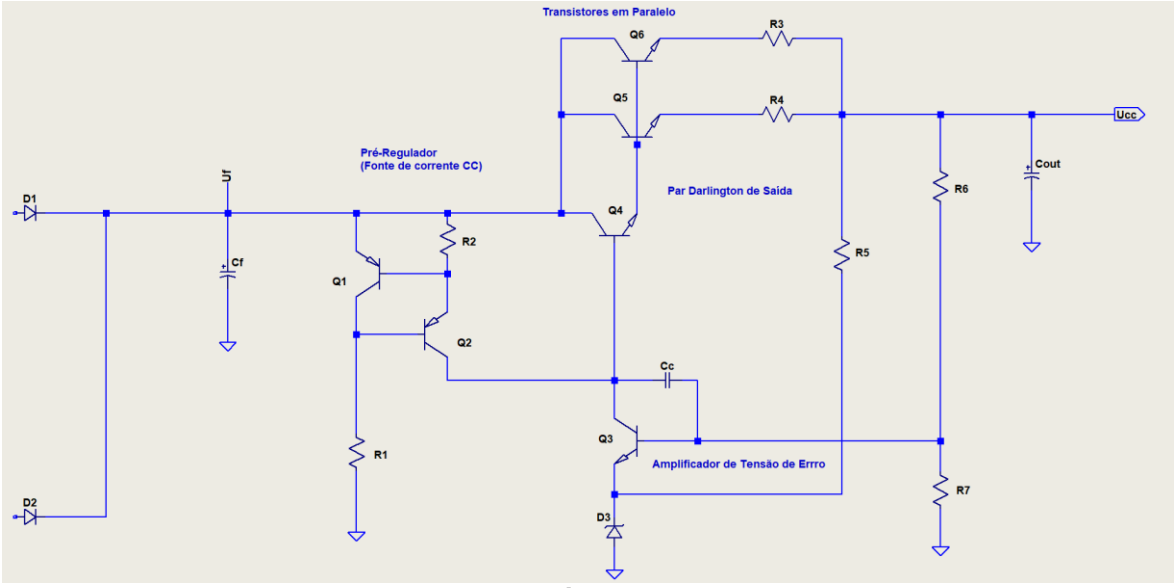


Figura 1

***Engenheiro Eletricista**

I. Exercício de Projeto, Continuação

1. Ajustar a resposta pulsada:

1.1. Um estágio de saída push-pull tem dois transistores que conduzem, cada um, durante meio ciclo de um sinal senoidal na saída. A forma de onda da corrente, em cada uma das fontes, consideradas simétricas, será a de uma senoide retificada em meia onda, como mostrado abaixo, na figura 2:

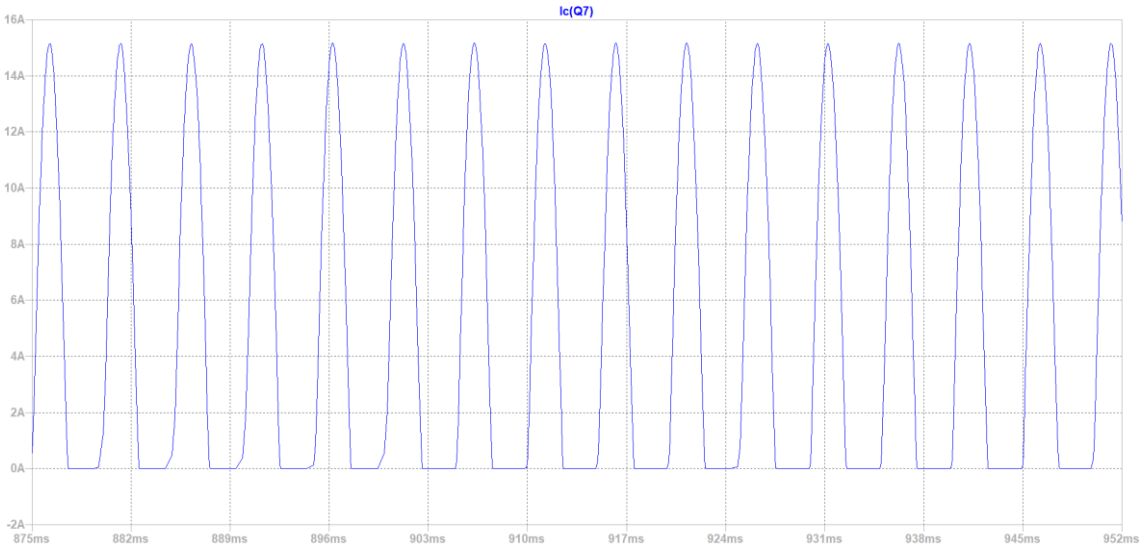


Figura 2

1.2. Circuito simulado no LTSpice (apenas a metade positiva):

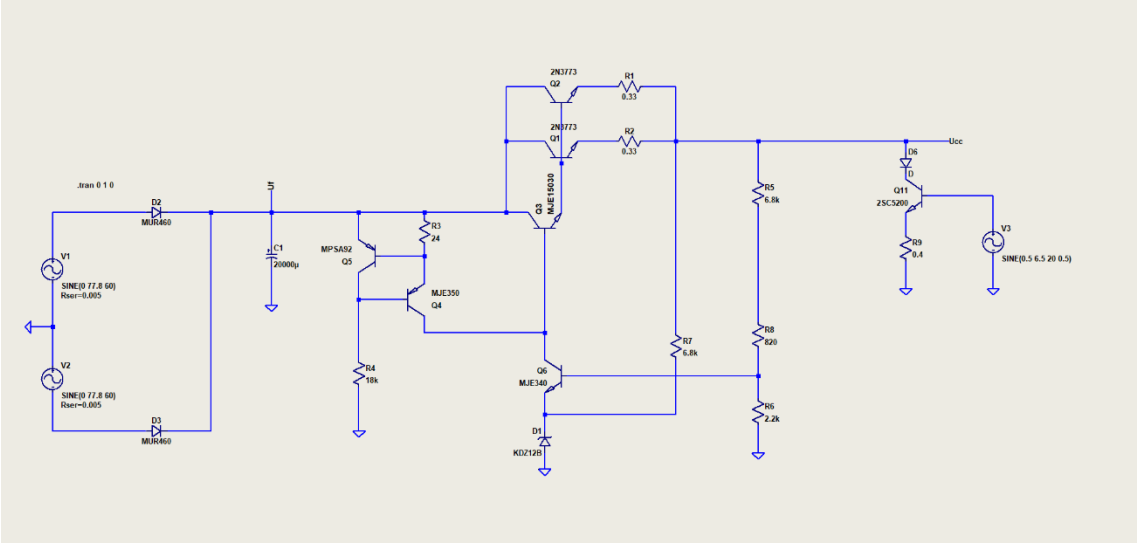


Figura 3

O transistor Q11 simula o consumo do lado positivo do estágio de saída, aqui na frequência de 20Hz.

Resultados:

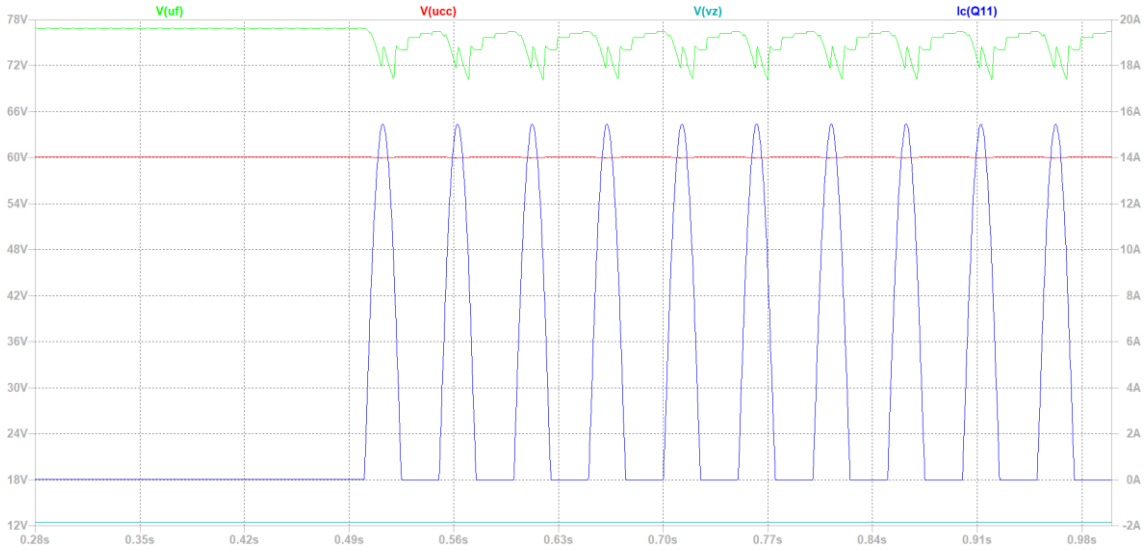


Figura 4

Olhando a ondulação de saída mais de perto:

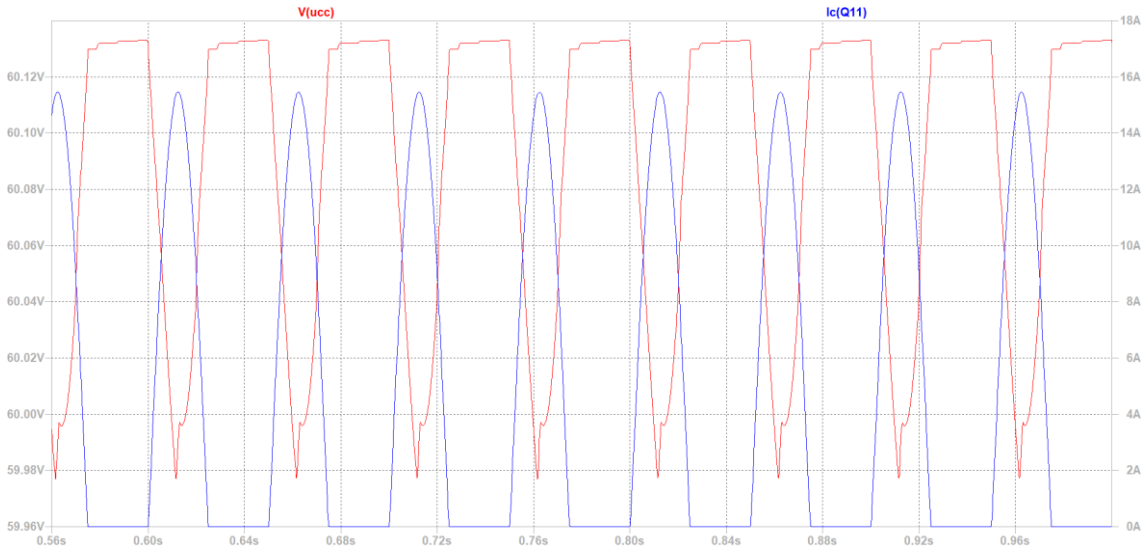


Figura 5

0,135V de queda com 15A de pico. Equivale a uma resistência interna de 0,009 Ω.

Vamos refazer a simulação para uma frequência do sinal de 20kHz:

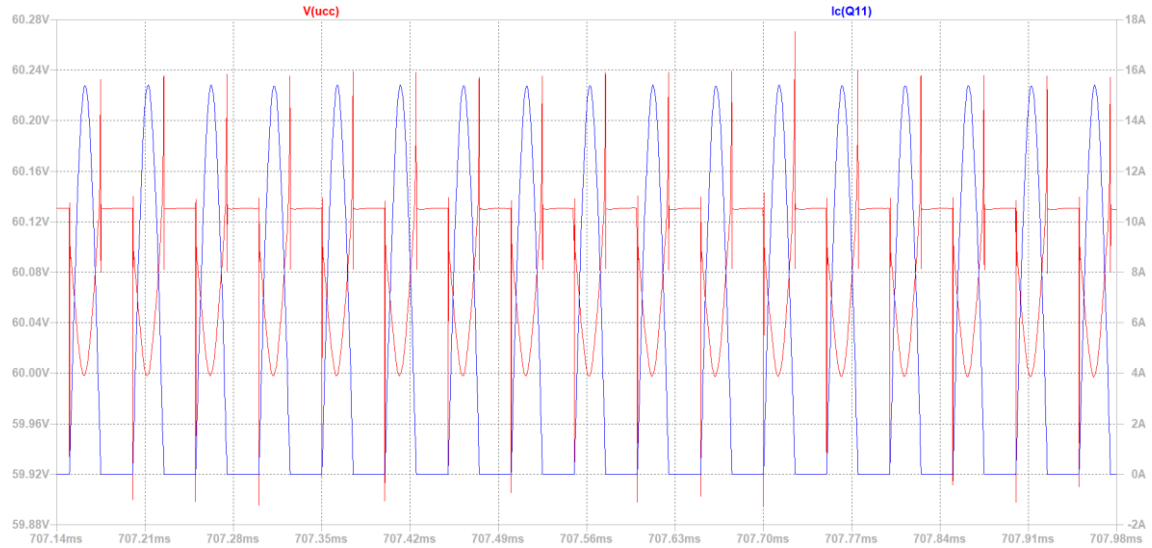


Figura 6

Observem o aumento da ondulação na saída e o aparecimento de um comportamento transitório que indica o aparecimento de frequências mais altas (harmônicos) na tensão de saída da fonte.

Isso indica um aumento na impedância de saída e uma maior dificuldade da fonte em lidar com essa demanda dinâmica de corrente.

Como 20kHz é o extremo superior da faixa audível, vamos investigar o que acontece a 2kHz:

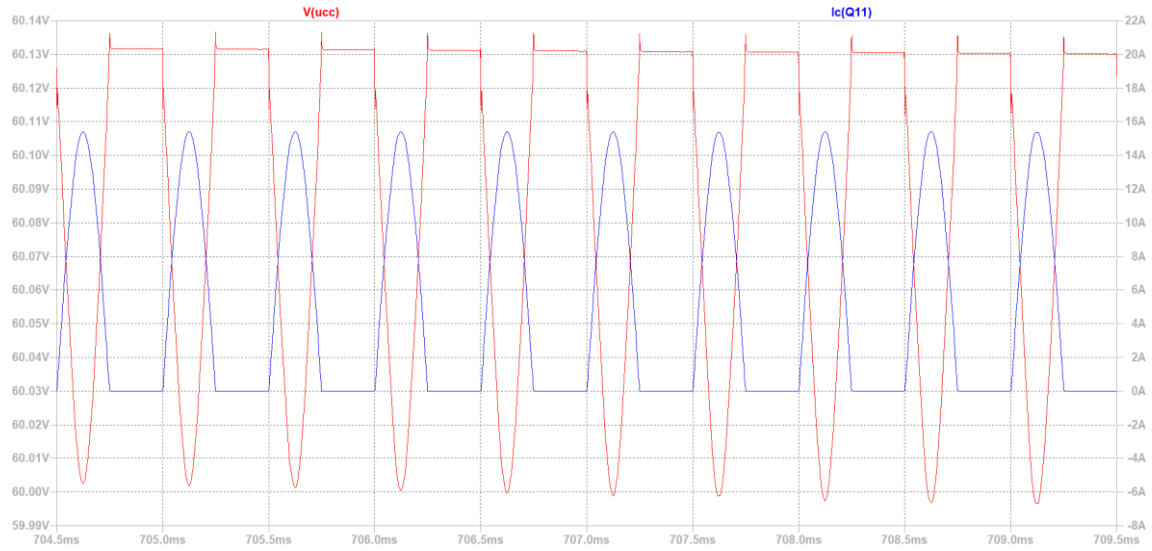


Figura 7

Podemos ver que a ondulação voltou aos limites anteriores, o que indica uma redução da impedância interna da fonte, mas aparecem comportamentos transitórios que indicam a presença de harmônicos superiores do sinal amplificado na tensão da fonte, além do espectro da senoide retificada em meia onda, esses já na faixa audível... sua amplitude é bem pequena, mas estão lá.

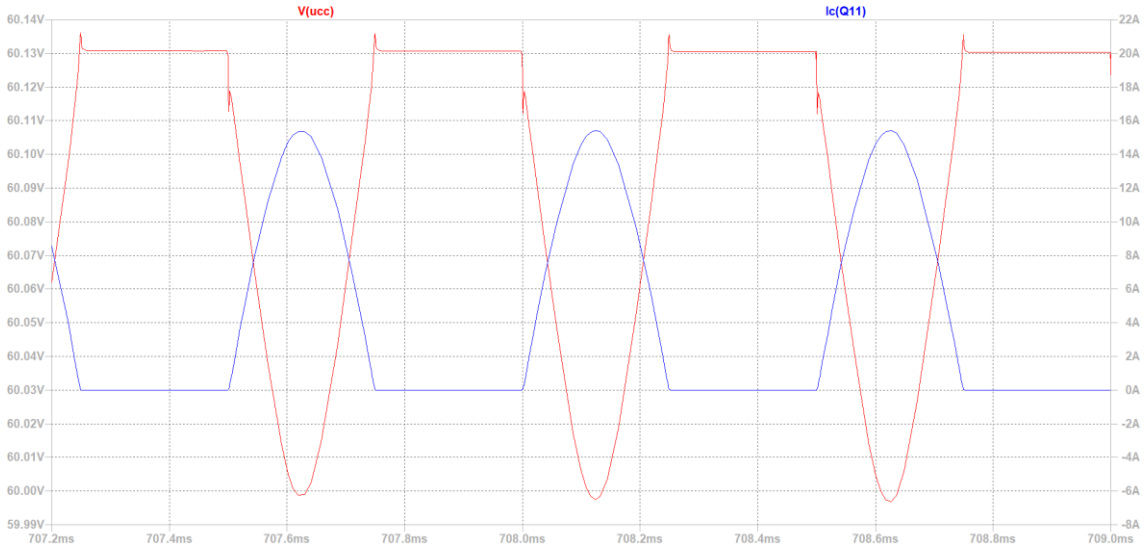


Figura 8

Para ajustar esse comportamento, temos três possibilidades básicas:

a) Usar um capacitor em paralelo com a saída, C_{out};

b) Usar um capacitor C2 em paralelo com R5 do atenuador que ajusta o ganho em CA do regulador, realizando um filtro passa baixas com a rede de realimentação;

c) Ajustar a resposta transitória e ganho do regulador, sem realimentação, com o capacitor C_c, após a) e/ou b);

d) Uma combinação de todas as alternativas acima...

Primeiro, vamos introduzir o capacitor de saída C_{out}, com 2200µF, uns 10% do capacitor de filtro da retificação.

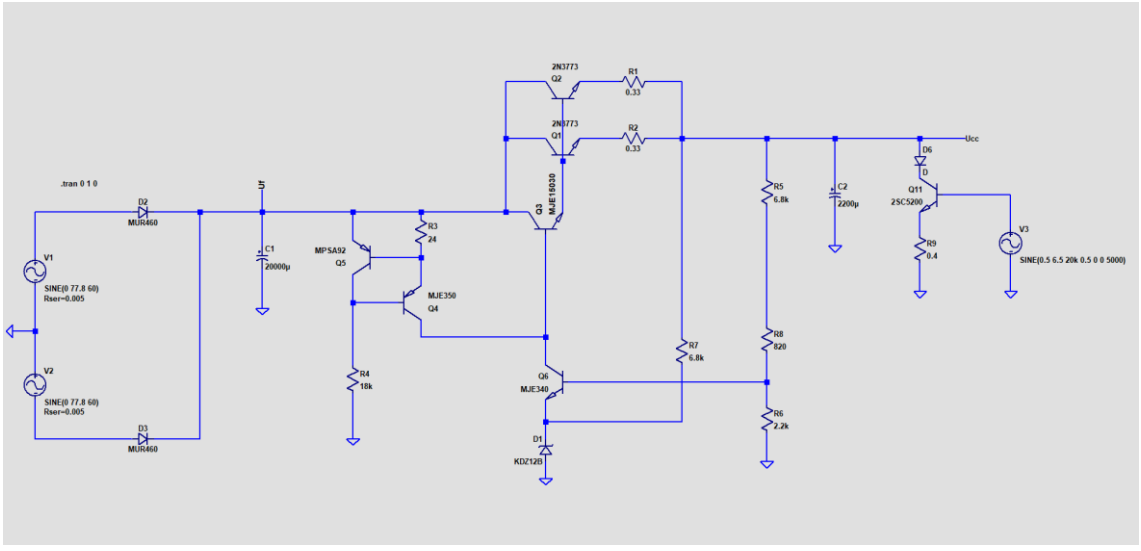


Figura 9

Verificando o efeito a 2kHz:

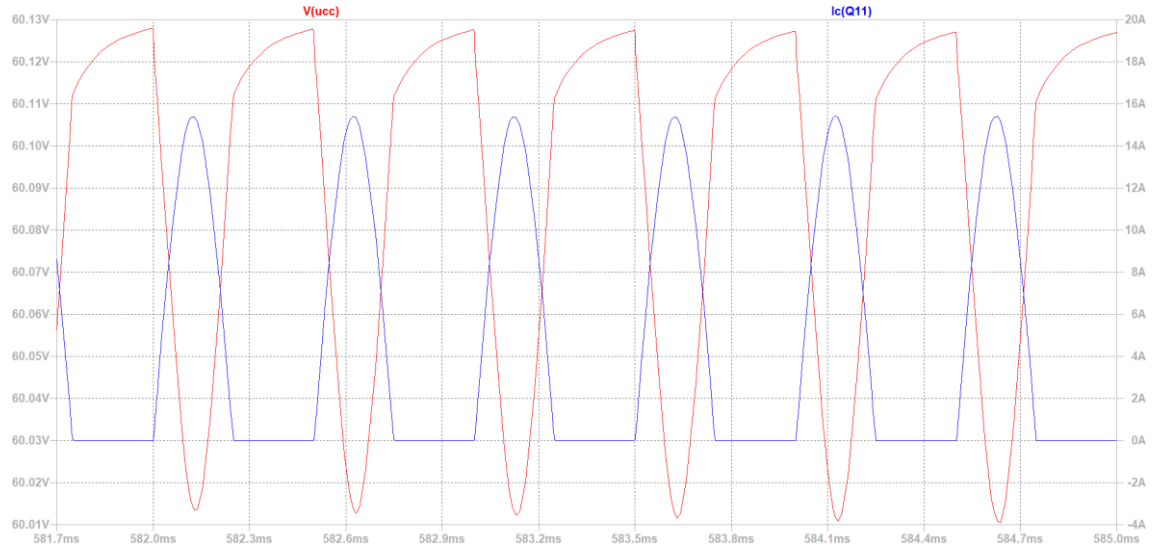


Figura 10

E a 20kHz

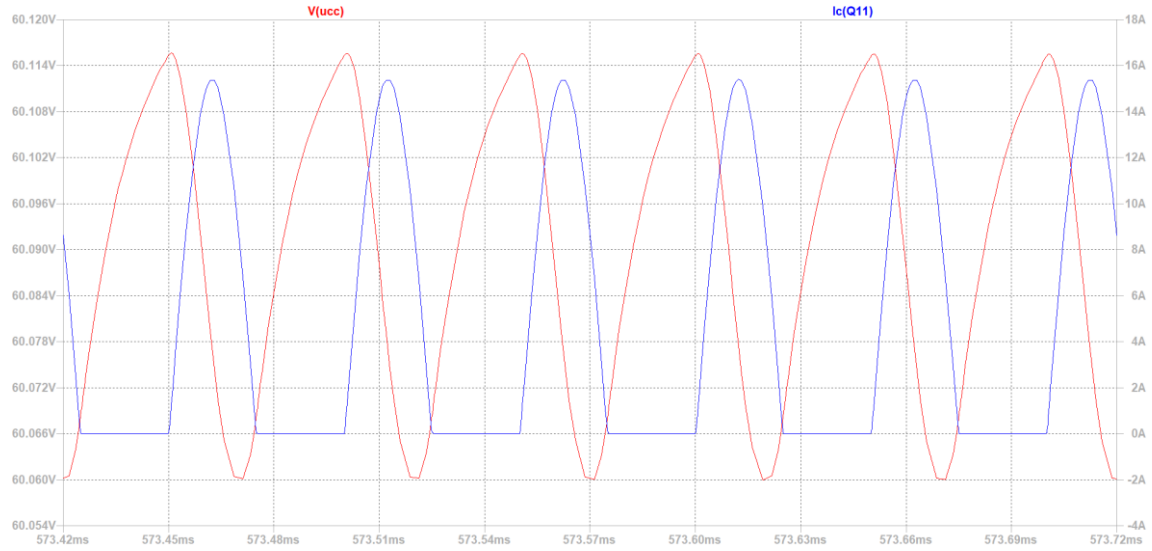


Figura 11

Observem a defasagem entre o pico de corrente de saída e o pico de queda na tensão de saída. Isso indica uma impedância de saída capacitiva.

E a performance em média e alta frequência melhorou, ao custo de um capacitor eletrolítico de 2200uF.

Para ter uma ideia mais precisa e realista do comportamento em alta frequência, vamos introduzir uma ESR no capacitor C_{out}, de 24mΩ, correspondente a um modelo da Nichicon para um capacitor desse valor.

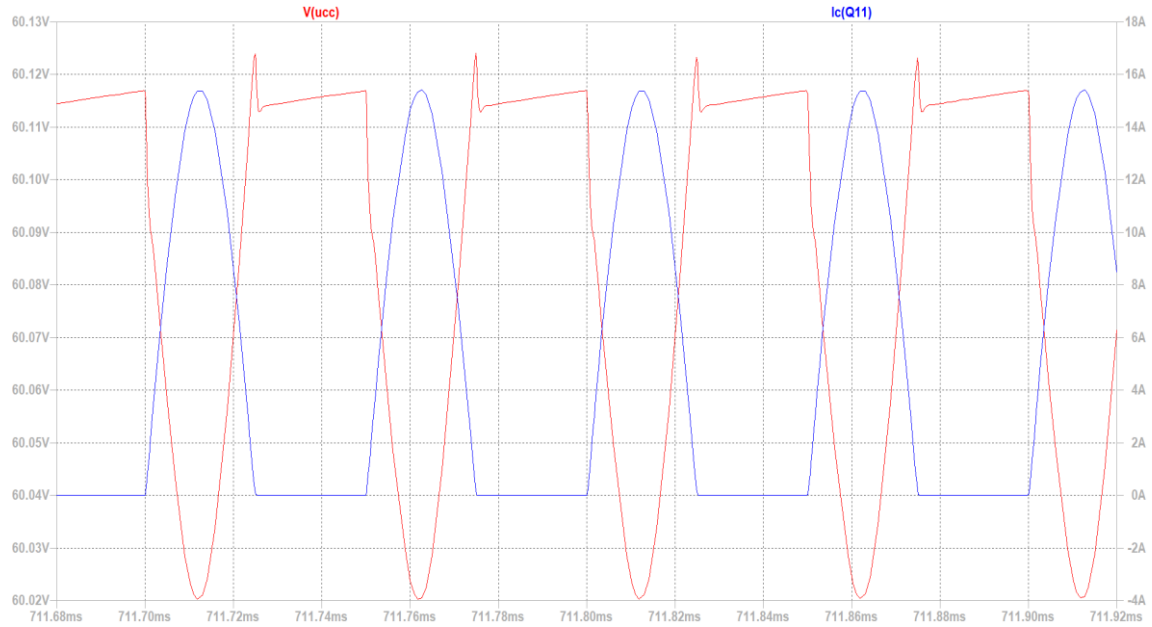


Figura 12

Observem a alteração de comportamento a 20kHz.

Agora, usando 3 capacitores em paralelo, dois de 1000uF e um de 220uF.

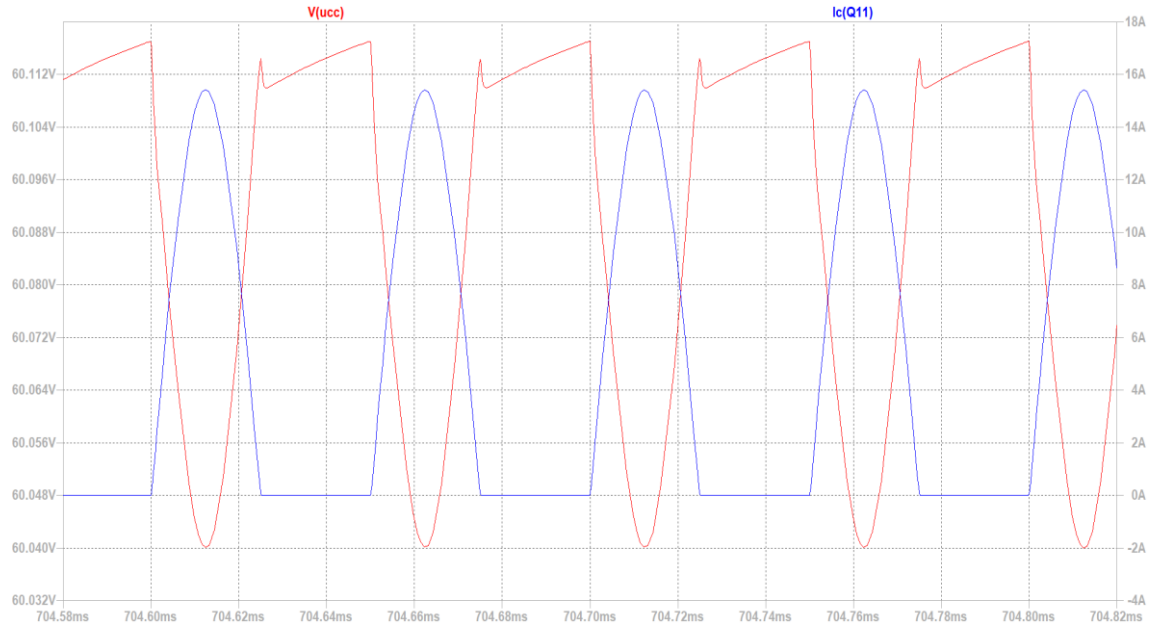


Figura 13

E vemos uma boa indicação para usar capacitores em paralelo nessa função.

Em 2kHz, 0,12 V_{pp} (120 mV_{pp}):

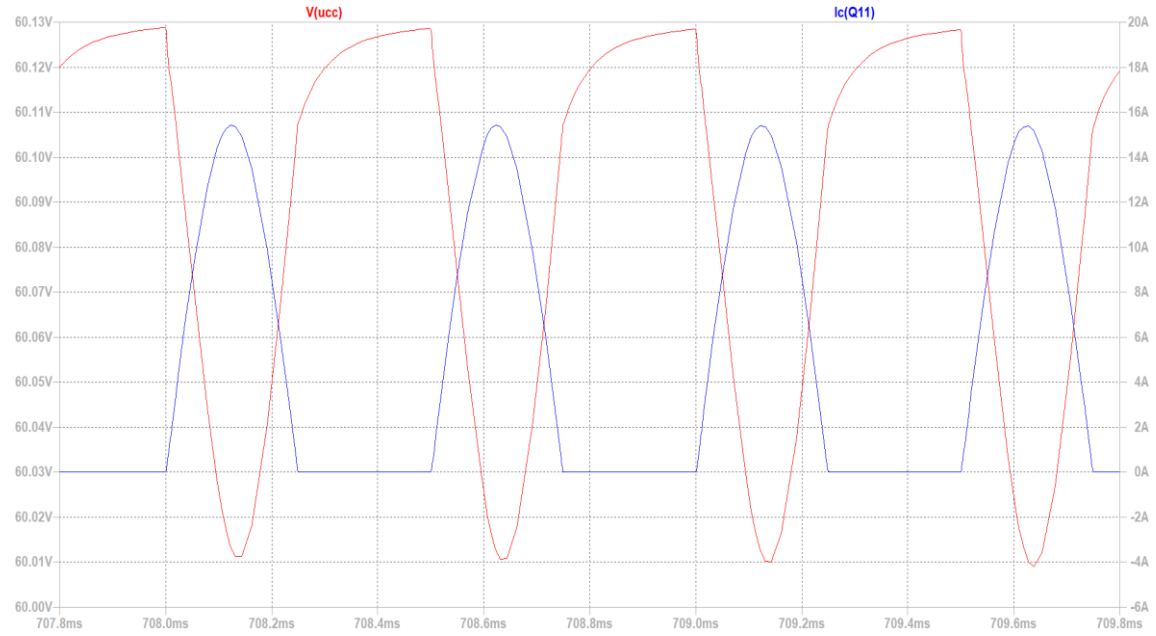


Figura 14

Na figura abaixo, a corrente num dos capacitores de 1000µF.

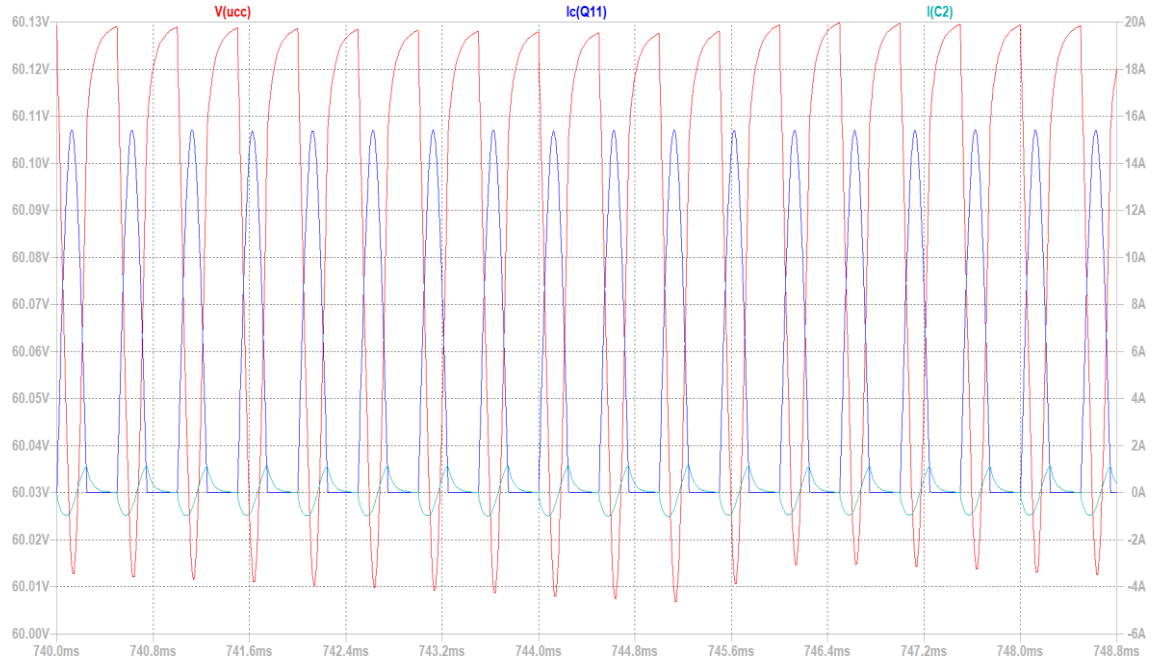


Figura 15

A 20Hz nenhuma alteração, o que mostra o predomínio da baixa impedância de saída do regulador, em baixas frequências.

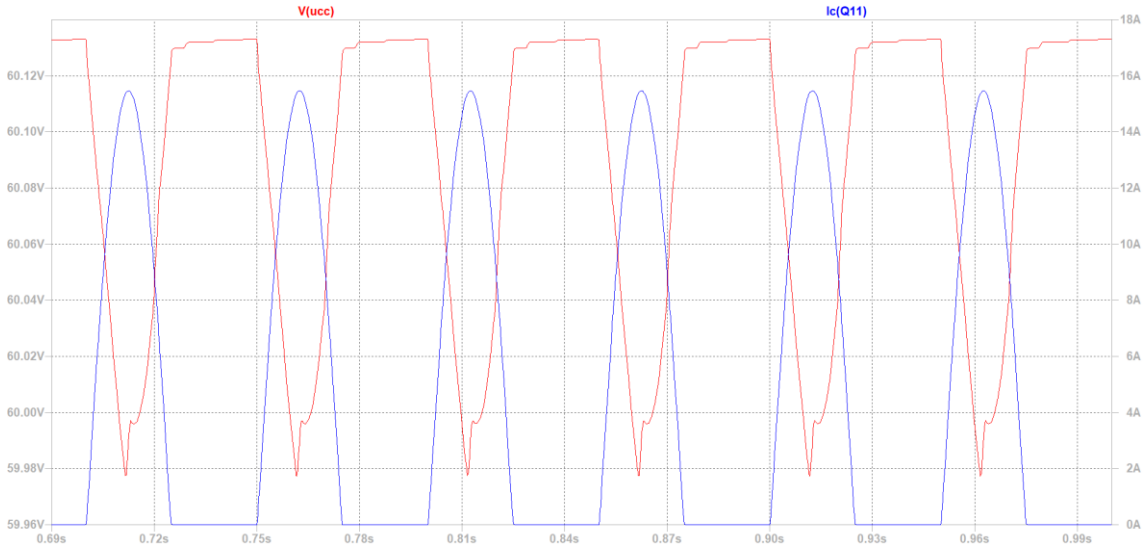


Figura 16

O uso de capacitores em paralelo com a saída do regulador só será efetivo, viável e necessário para altas frequências.

Usar capacitância excessiva na saída pode resultar em instabilidade do regulador e resulta em altas correntes de carga inicial, as quais serão suportadas pelos transistores de passagem. Outra consequência será submeter como V_{ce} dos transistores de passagem o valor máximo da tensão retificada, durante a carga de C_{out}, podendo levá-los além dos limites de SOA, ao submetê-los a um regime igual a um curto-circuito.

Vamos avaliar a alternativa b) apenas um capacitor na realimentação.

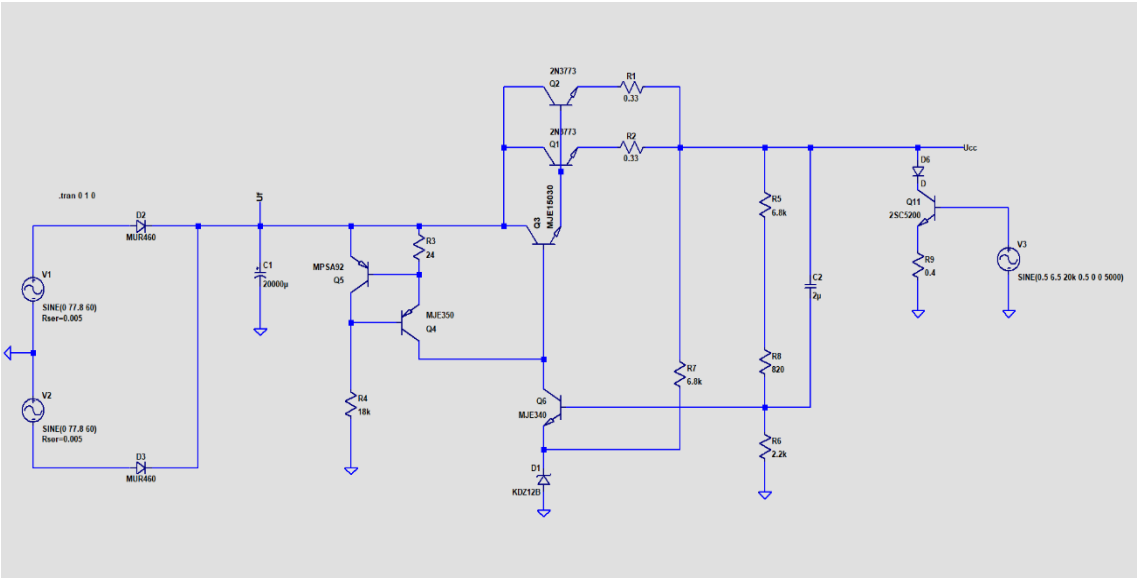


Figura 17

Primeiro a 20kHz



Figura 18

Apesar de haver uma redução do valor pico a pico, há uma grande sujeira de alta frequência...

Agora a 2kHz

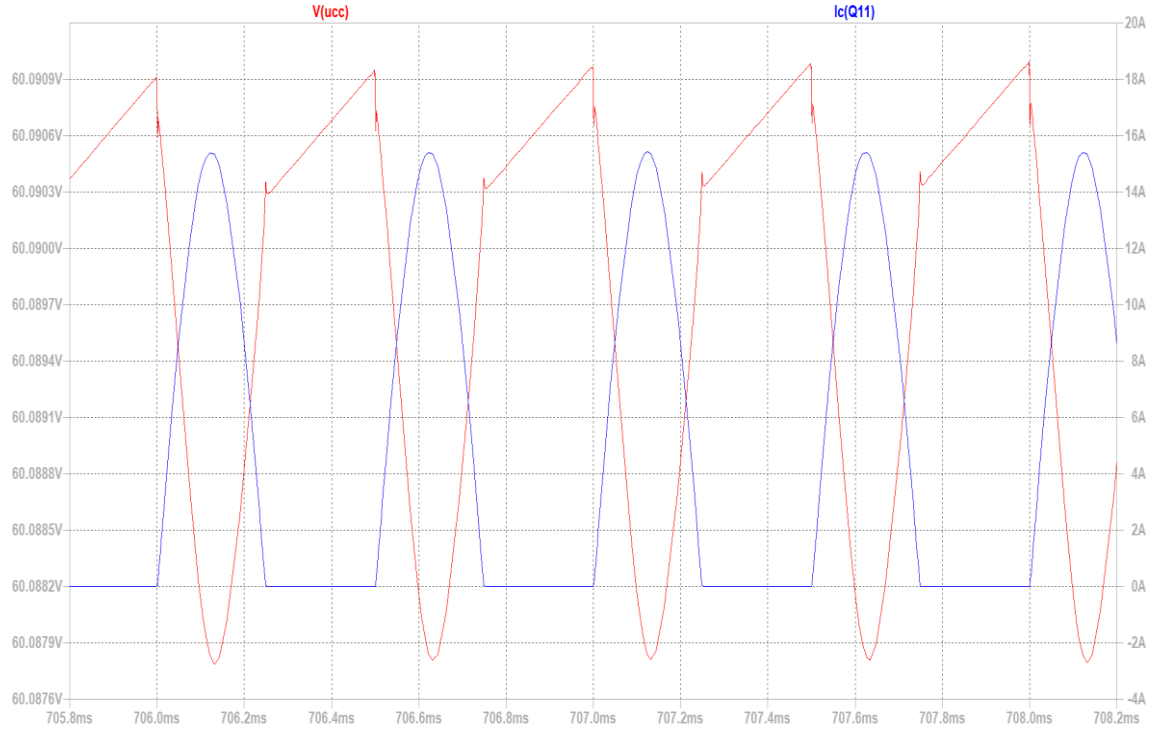


Figura 19

Vamos tentar combinar a) e b):

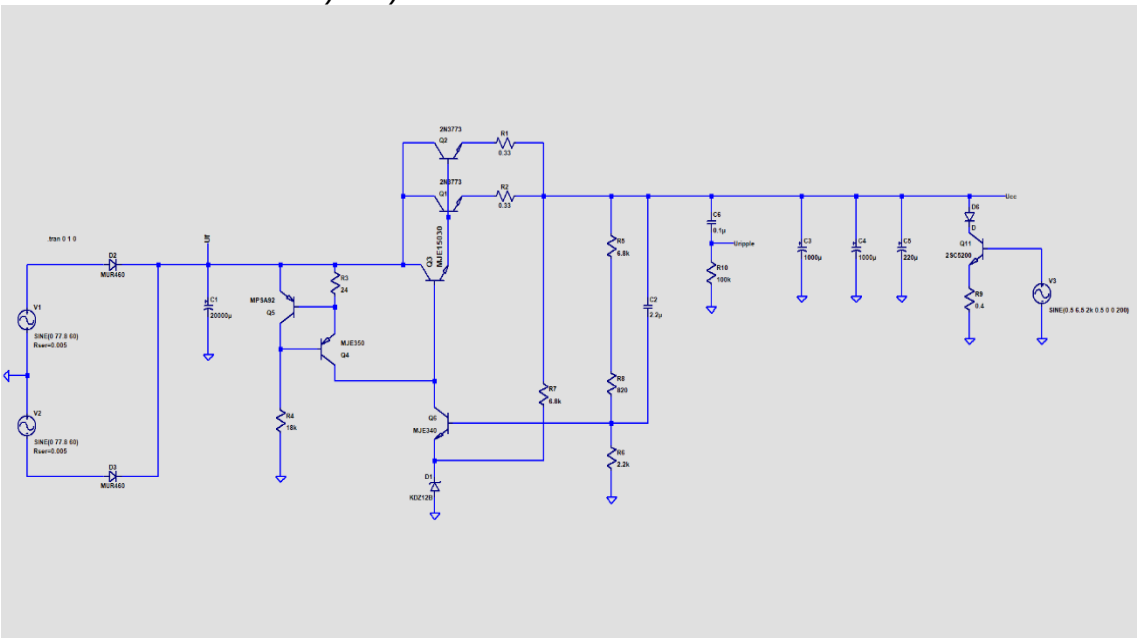


Figura 20

Na simulação foi introduzida um filtro passa altas (C6, R10) para observar a ondulação na saída.

A 2kHz, 3mVpp:

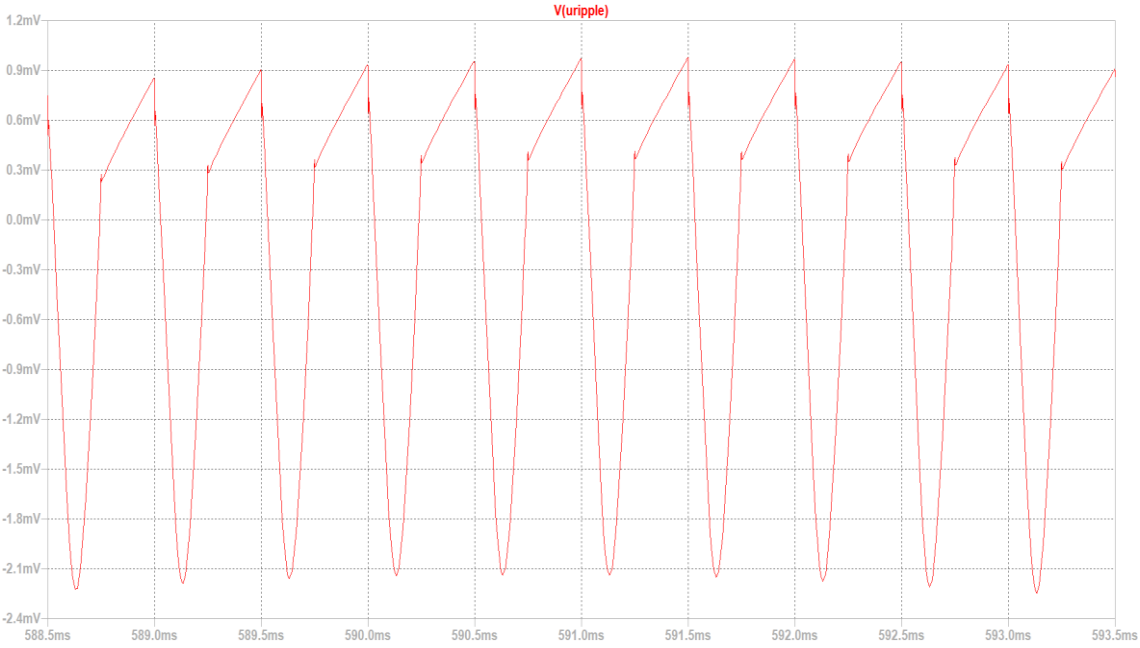


Figura 21

Ondulação de 1,1mVrms (3mVpp), na frequência do sinal.

A 20kHz, idem.

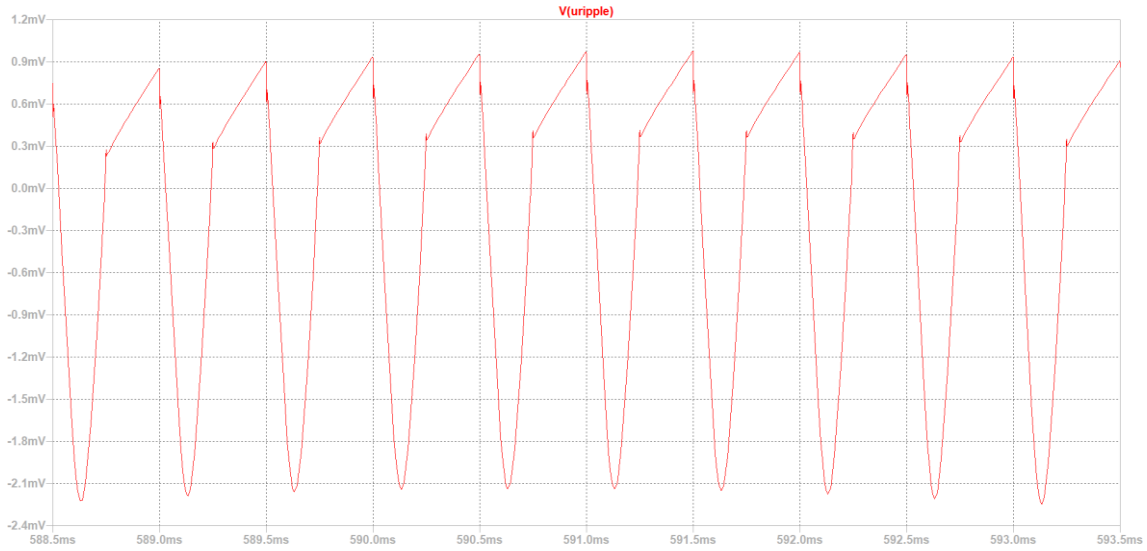


Figura 22

A sujeira acima de 20kHz foi reduzida e a amplitude na frequência da corrente drenada (20kHz), também, de 120mVpp para 3mVpp.

Reduzindo o zoom na amplitude da ondulação de saída a 20kHz:

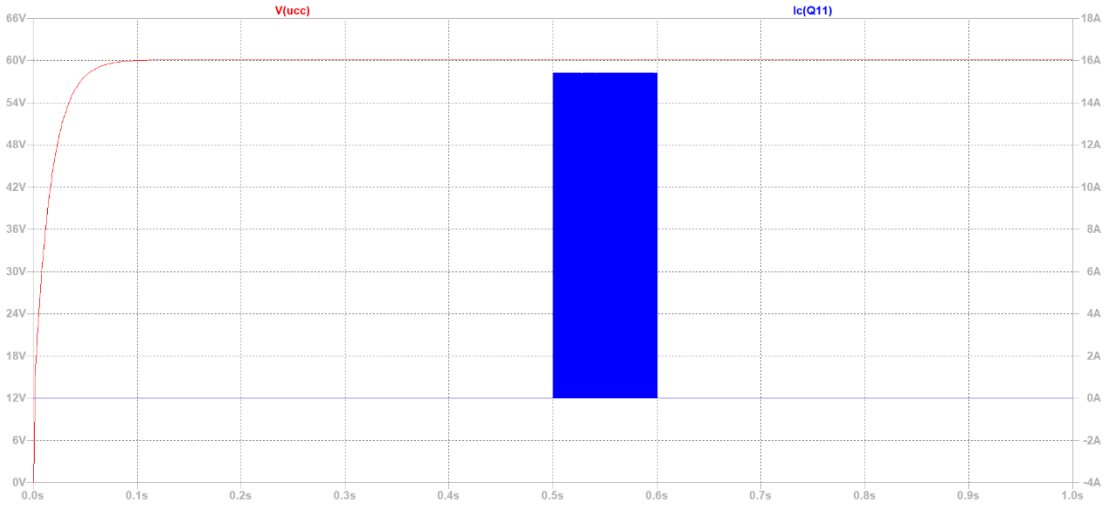


Figura 23

A figura mostra uma tensão de saída limpa, visualmente.

Mas os componentes CA, essencialmente na frequência do sinal amplificado, presentes na corrente demandada pelo amplificador, estão lá, cerca de 1mV$_{rms}$ a 2kHz, ou -95dB abaixo do valor CC. Um valor bastante baixo.

Já os componentes de ondulação a 120Hz, sem sinal, não passam de 0,55µVrms, -162dB abaixo do nível CC. Bem abaixo (67dB) das componentes de ondulação devido ao sinal amplificado.

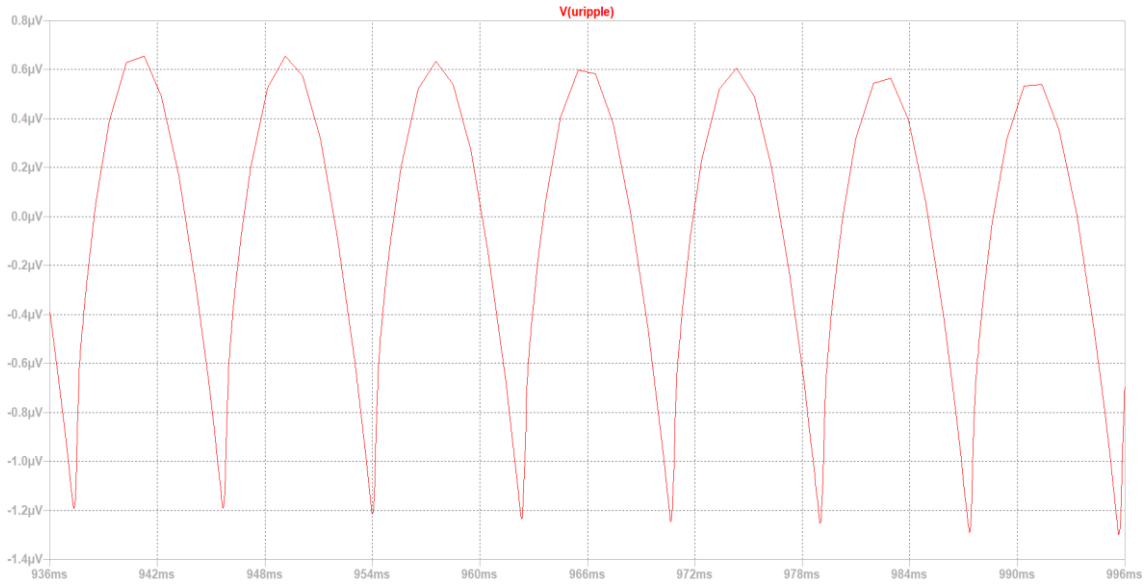


Figura 24

Uma redução de 120dB no ruído após a retificação e filtragem com capacitor.

Também foi obtida uma redução da ondulação em relação ao regulador simples, sem os capacitores de saída e realimentação. Passou de 135mVpp para 3,3mVpp a 2kHz. Uma redução de 40 vezes ou 32dB.

A perturbação na saída do estágio amplificador ainda vai ser reduzido pela rejeição dele do ruído da fonte, na frequência do sinal amplificado.

Na próxima figura, o efeito de introduzir ESR de 0,005Ω no capacitor de filtro da entrada, na figura 24, ESR=0, na figura 25, ESR=0,005Ω:

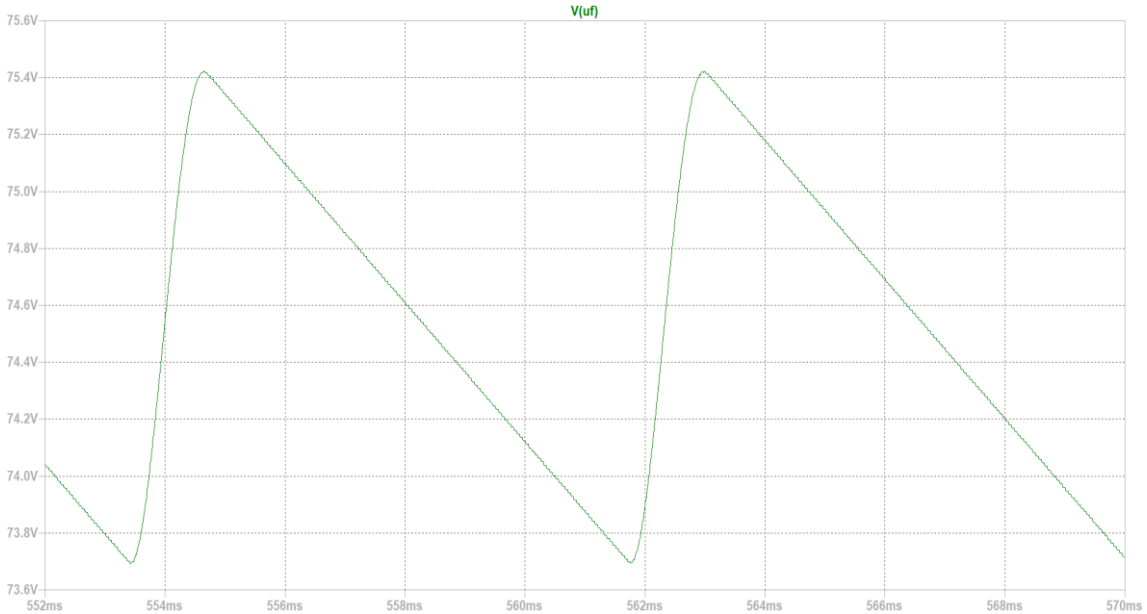


Figura 25

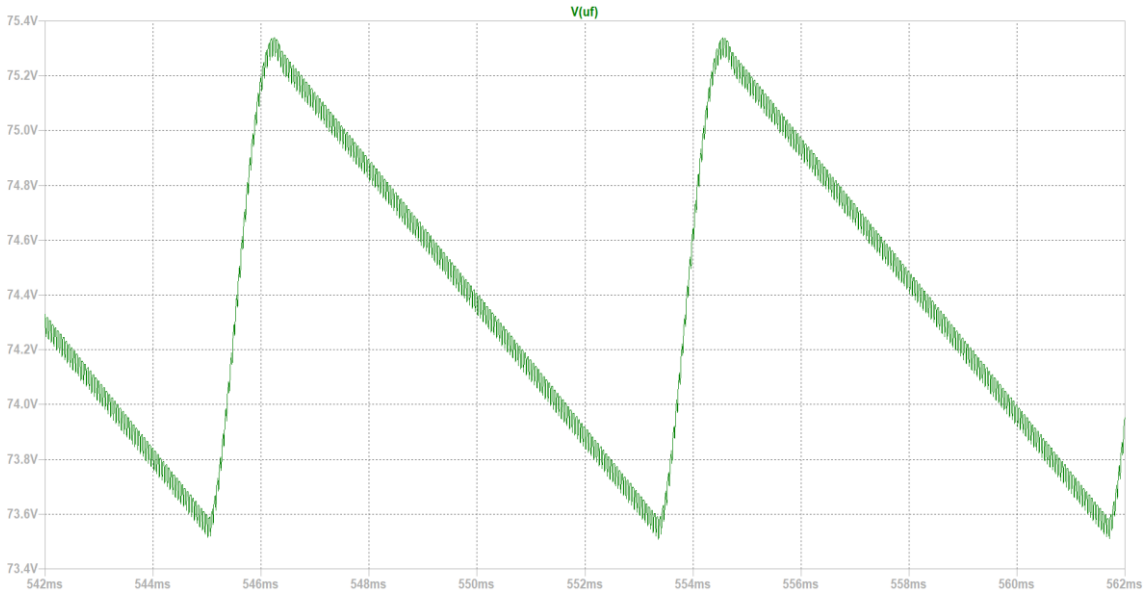


Figura 26

Observem tanto o desvio da forma triangular pelo aumento do ângulo de condução dos diodos retificadores, quanto o aumento da amplitude de componentes do sinal amplificado.

Diagrama atual:

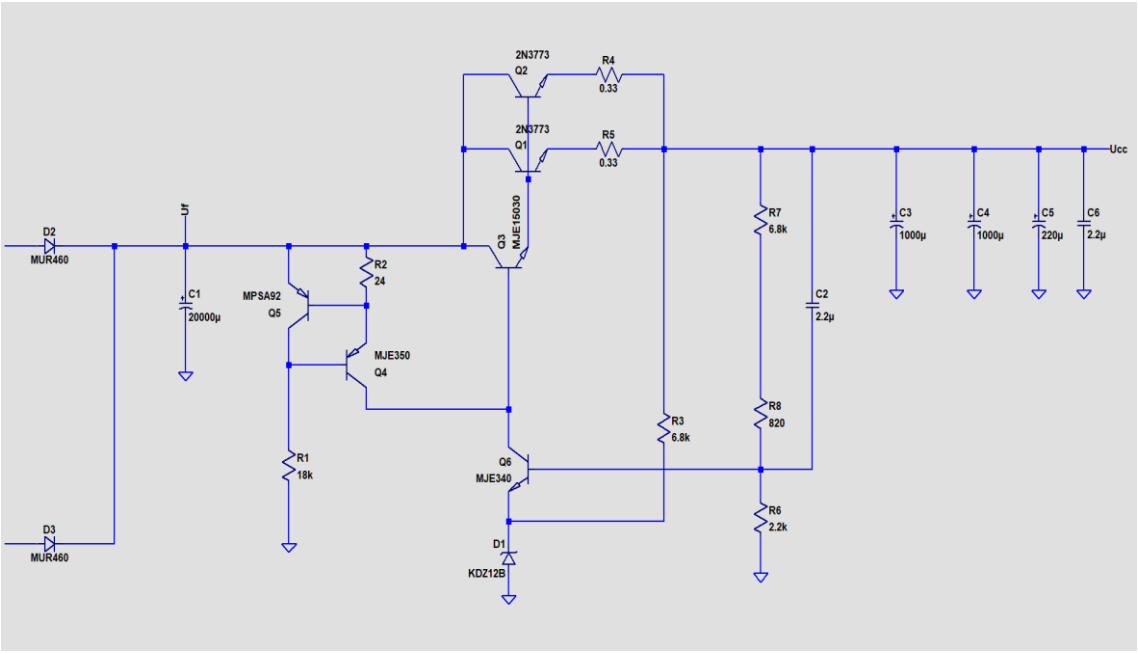


Figura 27

Foram introduzidos:

a) O capacitor C2 na rede de realimentação da saída;

b) O banco de capacitores C3 a C6;

c) Não houve necessidade de um capacitor de compensação Cc, com esses transistores e valores de ganho usados. Isso melhora a redução de ondulação em alta frequência.

Na próxima edição, circuitos de proteção contra:

a) sobrecarga e curto-circuito na saída da fonte;

b) falha nos transistores de passagem (curto-circuito).

E como aumentar a redução de ondulação e estender a capacidade de tensão e corrente de reguladores integrados.

Até a próxima!

Referências:

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

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



E um pouco mais de Teoria de Circuitos...

Álvaro Neiva*

Circuitos de Filtro e Equalização: Síntese

Comportamento em função da frequência das impedâncias e admitâncias.

Como já vimos anteriormente, temos na Tabela 1 os componentes passivos (exceto transformadores) que podemos usar em nossas redes equalizadoras, e suas impedâncias e admitâncias próprias:

Tabela de Impedâncias e Admitâncias RLC, $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$

Elemento (Propriedade)	Símbolo	Impedância Z	Admitância Y= $\frac{1}{Z}$
Resistor (Resistência)	R	Resistência R, Z=R Constante em relação à frequência.	Condutância $G = \frac{1}{R}$ Constante em relação à frequência.
Capacitor (Capacitância)	C	Reatância Capacitiva X_C Inversamente proporcional à frequência. $Z_C = X_C = \frac{1}{j\omega C} = -j \cdot \frac{1}{\omega C}$ $\lvert Z_C \rvert = \lvert X_C \rvert = \frac{1}{\omega C}$, $\theta_{ZC} = -90°$	Susceptância Capacitiva B_C Diretamente proporcional à frequência. $Y_C = B_C = j\omega C$, $\theta_{YC} = 90°$ $\lvert Y_C \rvert = \omega C$, $\theta_{YC} = 90°$
Indutor (Indutância)	L	Reatância Indutiva X_L Diretamente proporcional à frequência. $Z_L = X_L = j\omega L$, $\theta_Z = 90°$ $\lvert Z \rvert = \lvert X_L \rvert = \omega L$, $\theta_{ZL} = 90°$	Susceptância Indutiva B_L Inversamente proporcional à frequência. $Y = B_L = \frac{1}{j\omega L} = -j \cdot \frac{1}{\omega L}$ $\lvert Y \rvert = \lvert Y_L \rvert = \frac{1}{\omega L}$, $\theta_{YC} = -90°$

Tabela 1

Tabela de Impedâncias e Admitâncias RLC, para $\omega = 0$ (comportamento para CC):

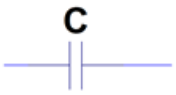
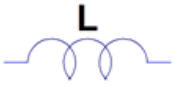
Elemento (Propriedade)	**Símbolo**	**Impedância Z**	**Admitância Y= $\frac{1}{Z}$**
Resistor (Resistência)		Resistência R, Z=R **Constante em relação à frequência.**	Condutância $G = \frac{1}{R}$ **Constante em relação à frequência.**
Capacitor (Capacitância)		Reatância Capacitiva X_C Inversamente proporcional à frequência. $Z_C = X_C = \frac{1}{j\omega C} = -j \cdot \frac{1}{\omega C}$ $\lvert Z_C \rvert = \frac{1}{\omega C} \to \infty \ , \theta_{ZC} = -90°$ **Circuito aberto**	Susceptância Capacitiva B_C Diretamente proporcional à frequência. $Y_C = B_C = j\omega C \ , \theta_{YC} = 90°$ $\lvert Y_C \rvert = \omega C = 0 \ , \ \theta_{YC} = 90°$ **Circuito aberto**
Indutor (Indutância)		Reatância Indutiva X_L Diretamente proporcional à frequência. $Z_L = X_L = j\omega L \ , \theta_Z = 90°$ $\lvert Z \rvert = \ \omega L = 0 \ , \theta_{ZL} = 90°$ **Curto-circuito**	Susceptância Indutiva B_L Inversamente proporcional à frequência. $Y = B_L = \frac{1}{j\omega L} = -j \cdot \frac{1}{\omega L}$ $\lvert Y \rvert = \frac{1}{\omega L} \to \infty \ , \theta_{YC} = -90°$ **Curto-circuito**

Tabela 2

Tabela de Impedâncias e Admitâncias RLC, para $\omega \to \infty$ (comportamento para muito altas frequências):

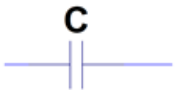
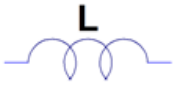
Elemento (Propriedade)	Símbolo	Impedância Z	Admitância Y= $\frac{1}{Z}$
Resistor (Resistência)		Resistência R, Z=R **Constante em relação à frequência.**	Condutância $G = \frac{1}{R}$ **Constante em relação à frequência**.
Capacitor (Capacitância)		Reatância Capacitiva X_C Inversamente proporcional à frequência. $Z_C = X_C = \frac{1}{j\omega C} = -j \cdot \frac{1}{\omega C}$ $\lvert Z_C \rvert = \frac{1}{\omega C} \to 0 \ , \theta_{ZC} = -90°$ **Curto-circuito**	Susceptância Capacitiva B_C Diretamente proporcional à frequência. $Y_C = B_C = j\omega C \ , \theta_{YC} = 90°$ $\lvert Y_C \rvert = \omega C \to \infty \ , \ \theta_{YC} = 90°$ **Curto-circuito**
Indutor (Indutância)		Reatância Indutiva X_L Diretamente proporcional à frequência. $Z_L = X_L = j\omega L \ , \theta_Z = 90°$ $\lvert Z \rvert = \ \omega L = \to \infty \ , \theta_{ZL} = 90°$ **Circuito aberto**	Susceptância Indutiva B_L Inversamente proporcional à frequência. $Y = B_L = \frac{1}{j\omega L} = -j \cdot \frac{1}{\omega L}$ $\lvert Y \rvert = \frac{1}{\omega L} \to 0 \ , \theta_{YC} = -90°$ **Circuito aberto**

Tabela 3

Também vimos que a forma de interligação vai determinar o comportamento final do circuito.

Uma forma comum e importantíssima vai ser a escada (ladder), como abaixo:

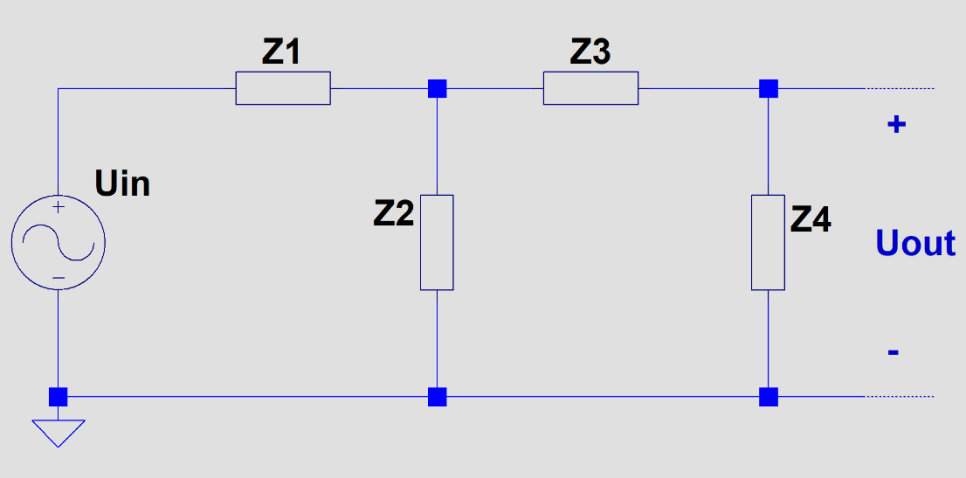


Figura 70

Numa estrutura dessa forma, escolhendo as impedâncias que ficam no caminho do sinal e aquelas que ficam desviando sinal para terra, vamos determinar a forma geral da relação entre U_{in} e U_{out}, as tensões de entrada e saída.

Vamos ligar o comportamento das reatâncias em função da frequência à resposta resultante.

Por exemplo, se as impedâncias Z1 e/ou Z3 se comportarem como um circuito aberto em CC (f=0) e reduzirem a impedância para f>0, teremos um comportamento tipicamente passa-altas (figura 71), com ganho crescente com a frequência:

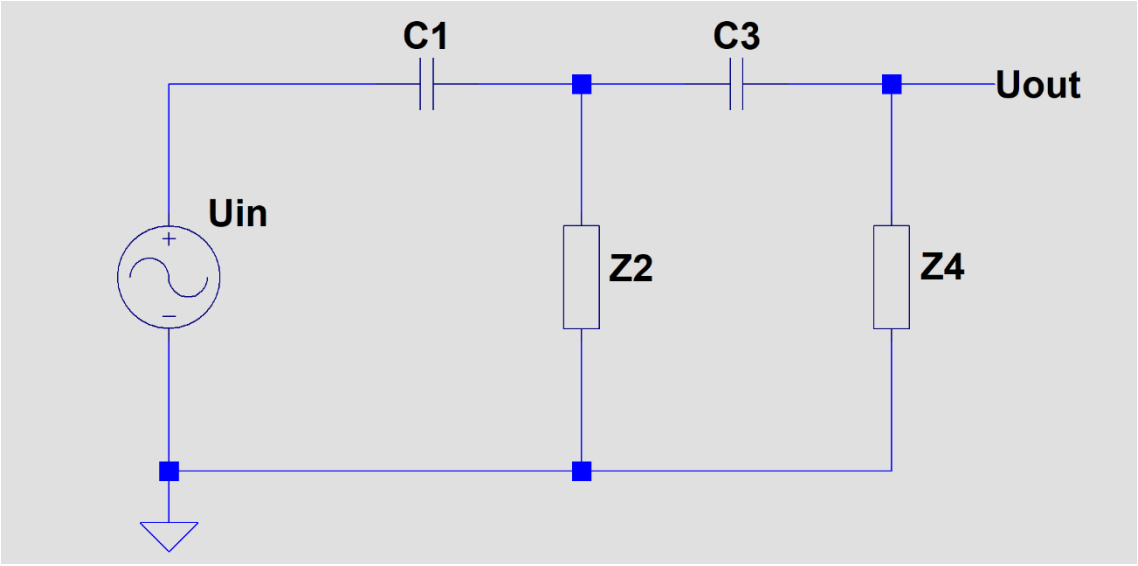


Figura 71

Para frequências muito altas:

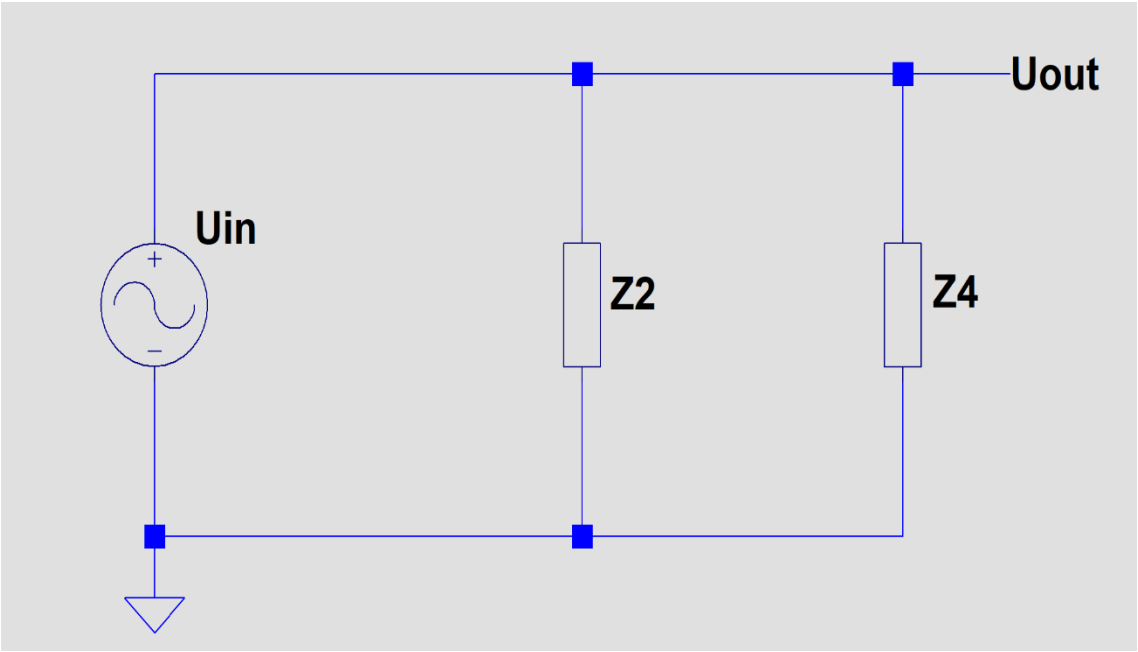


Figura 72

Para CC:

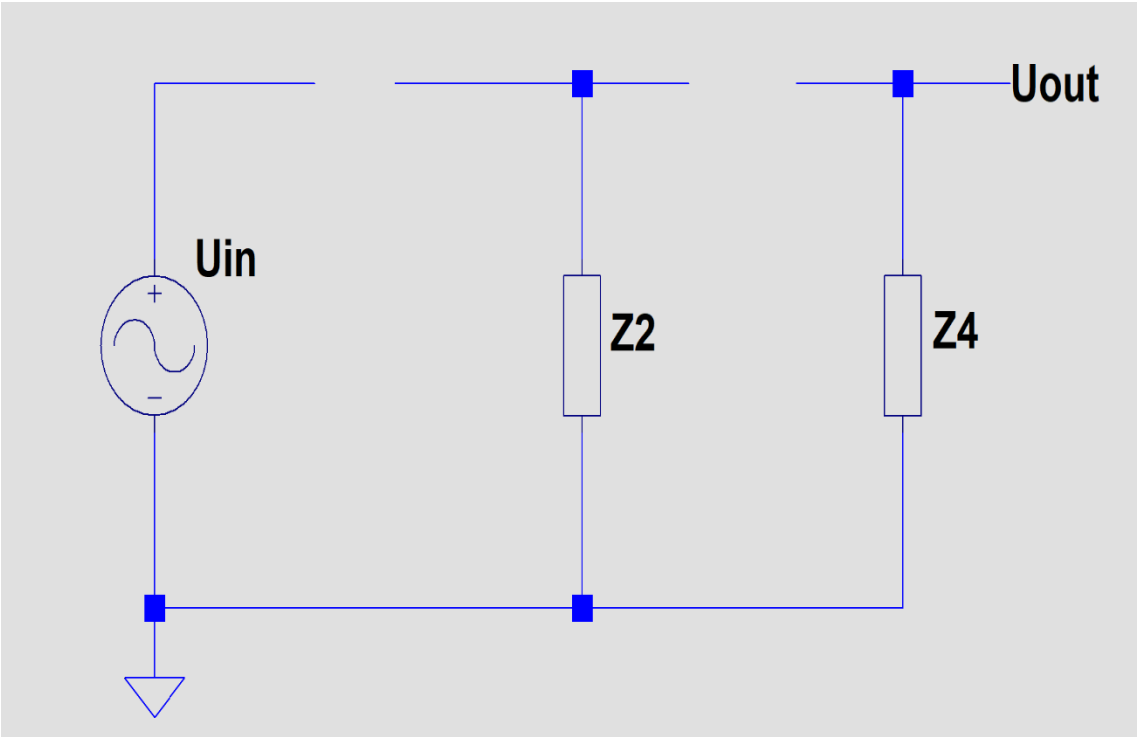


Figura 72

Por outro lado, se Z2 e/ou Z4 se comportarem como curtos-circuitos em CC e aumentarem seu valor com a frequência, como os indutores, também teremos um comportamento passa-altas ou ganho crescente com a frequência.

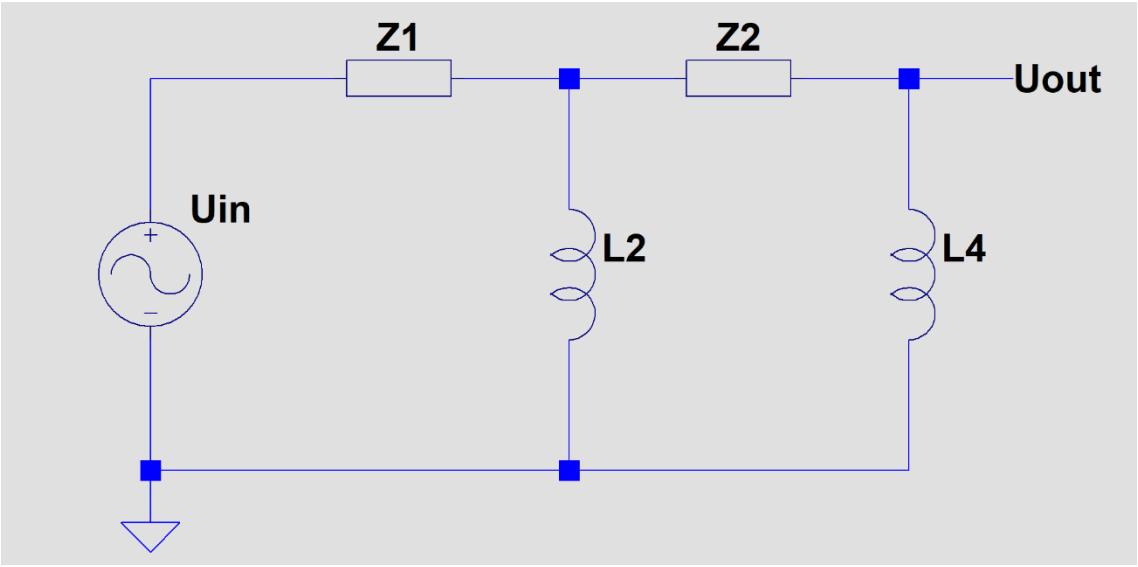


Figura 73

Para frequências muito altas:

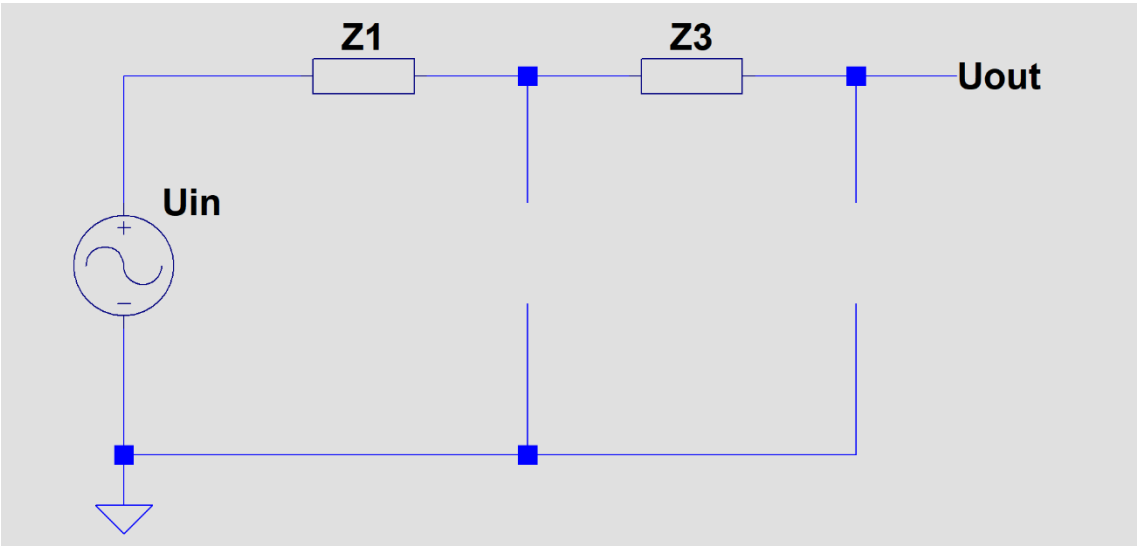


Figura 74

Claro que Z1 e Z3 não poderão ser indutores para que o sinal passe de U_{in} até U_{out} com o mínimo de atenuação em altas frequências. A tensão de saída U_{out} sempre vai aparecer sobre alguma resistência de carga, seja da entrada do próximo estágio ou terminação do filtro e isso provocará a queda do nível de sinal de forma proporcional à frequência.

Sempre que impedâncias com diferentes variações com a frequência formarem um divisor, teremos variação da saída em função da frequência.

Para CC:

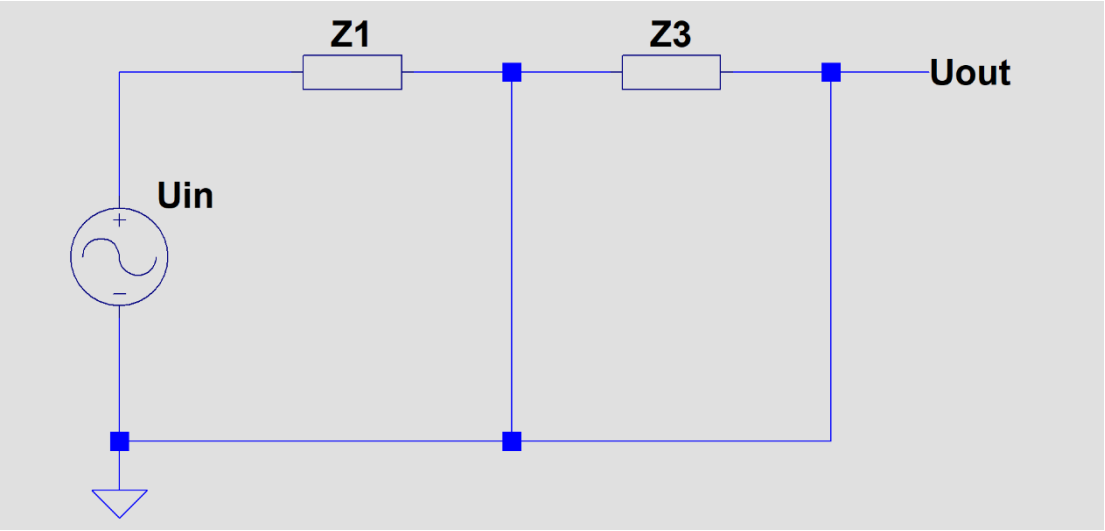


Figura 75

Quando uma impedância nos “degraus da escada” (Z2 e/ou Z4) se comporta como curto ou baixa impedância, a tensão de saída se anula ou é muito atenuada. Começa a aparecer o comportamento chamado de “zero de transmissão”, que indica uma frequência ou faixa de frequências que é bloqueada ou muito atenuada e não chega na saída.

Um comportamento semelhante, mas de características opostas acontece com as impedâncias em série entre a fonte de sinal e os terminais de saída (Z1 e Z3). Ao reduzirem seu valor até zero, deixam passar o sinal, ao aumentar seu valor, até se comportarem como circuito aberto, anulam a corrente de entrada e saída, bloqueando a passagem de sinal até saída do circuito.

Até agora, observamos o que acontece ao definir duas das quatro impedâncias do circuito, Z1 e Z3 ou Z2 e Z4 como reatâncias, mas podemos ter várias combinações:

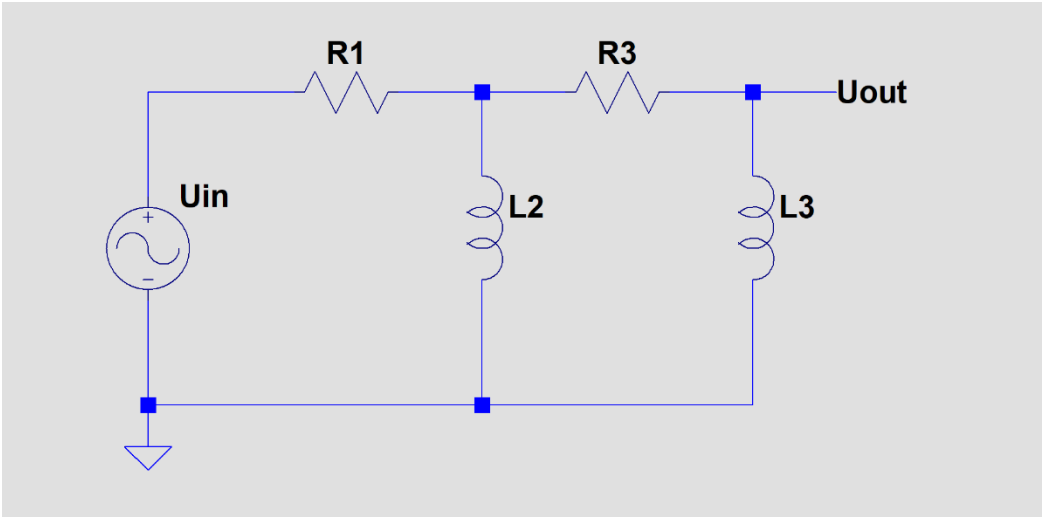


Figura 76

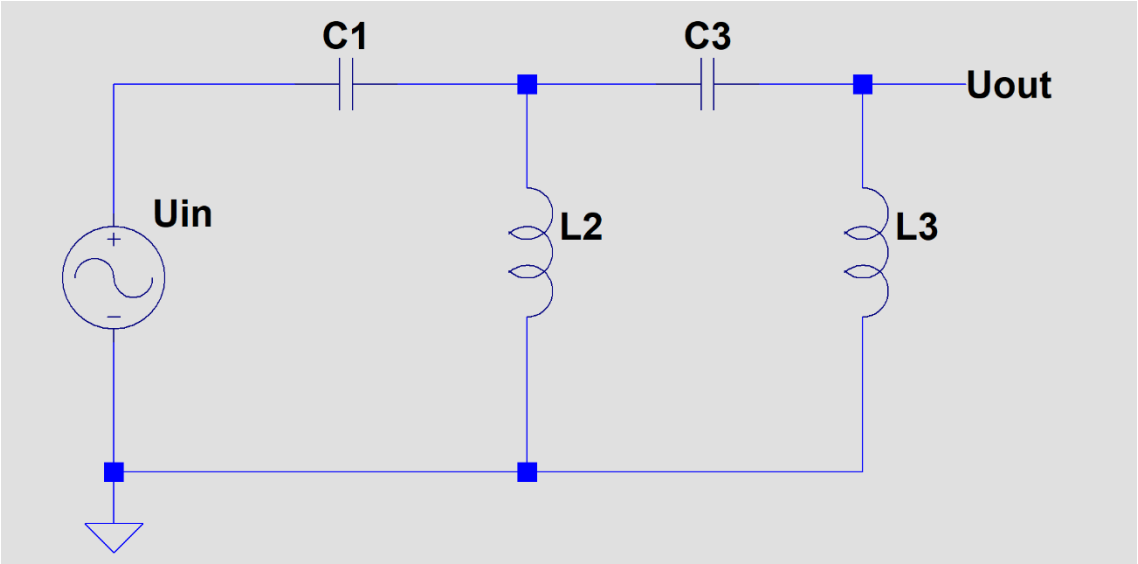


Figura 77

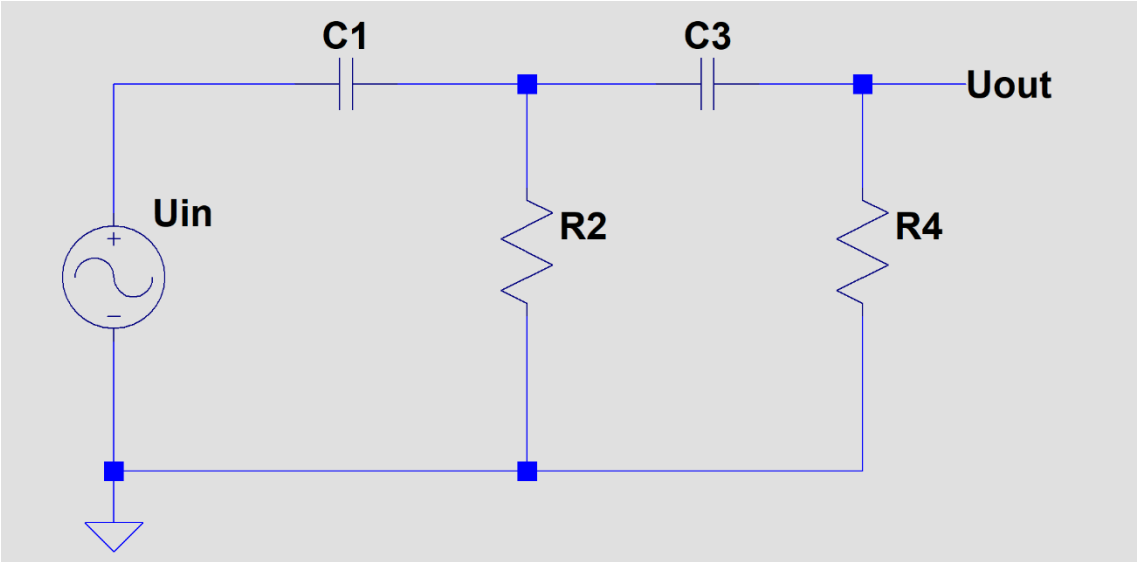


Figura 78

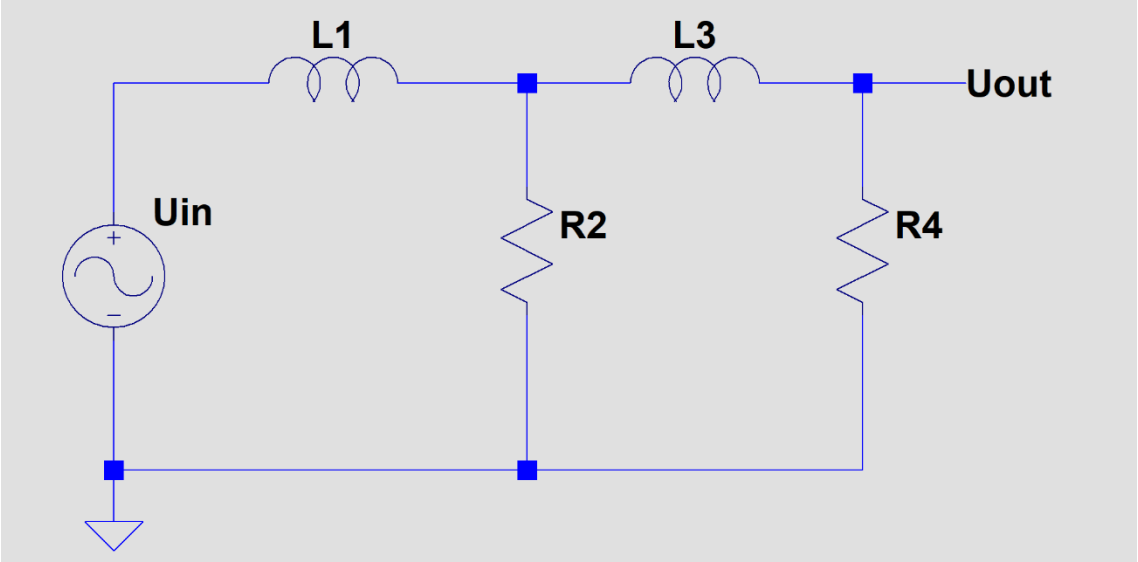


Figura 79

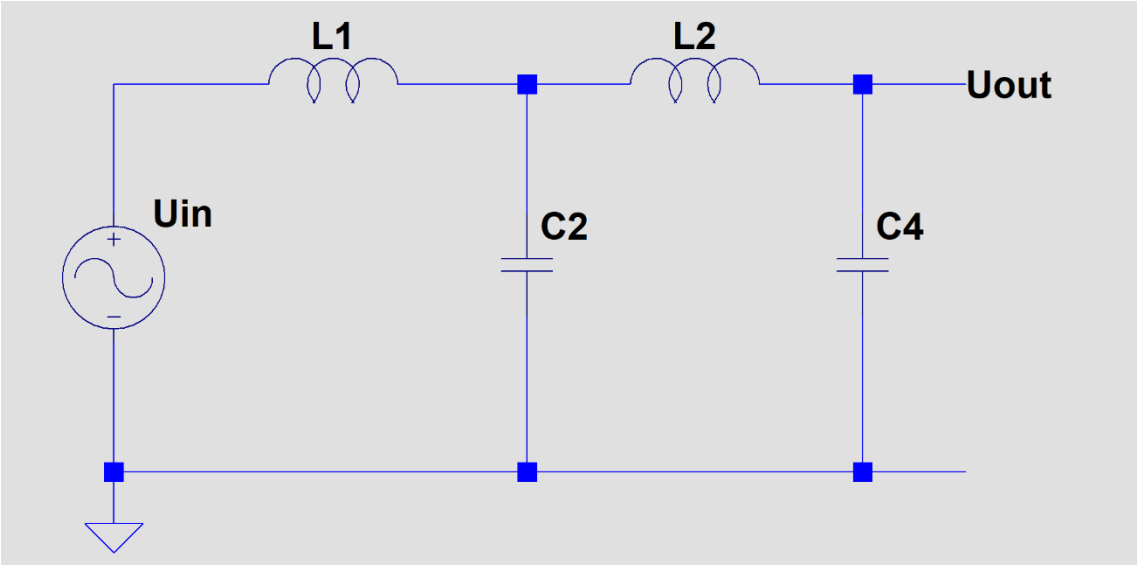


Figura 80

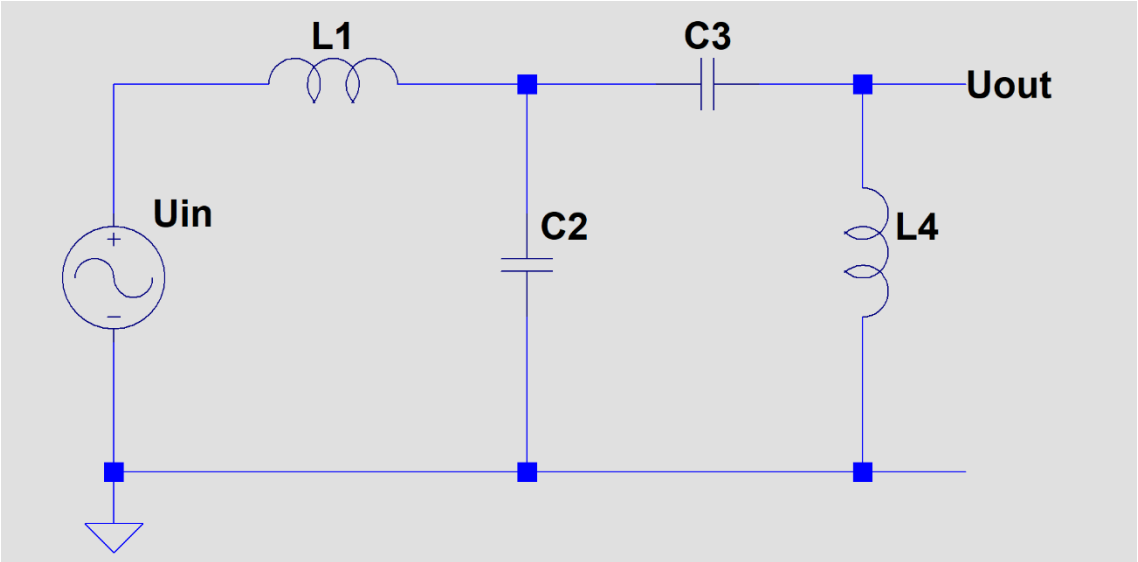


Figura 81

Até aqui consideramos as impedâncias Z1, Z2, Z3 e Z4 como compostas de um único elemento, reatância ou resistência, mas poderiam ser associações RLC, por exemplo...

Como exercício, avaliem 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...).

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 I





Álvaro Neiva*

Estava em meio ao projeto de um pré-amplificador de alto desempenho e começávamos a discutir um possível amplificador de fones. Uma primeira ideia foi usar uma configuração simples, presente em vários consoles de mixagem e apresentada por Douglas Self em seu livro Small Signal Audio Design [1]. Basicamente, é um buffer de corrente para um amplificador operacional, usaria a mesma alimentação simétrica de +-16V e seria capaz de atender desde fones de alta impedância (600 ohms) até aqueles com 32 ou 24 ohms. Mas que funciona em classe B. Nesse momento, um dos envolvidos sugeriu: "... e se fosse classe A..."

Bom, realmente teríamos zero distorção de crossover e amplificação muito linear, mas ao preço de muita, muita dissipação de calor... Mas num amplificador de pequena potência, ainda é possível usar essa opção e foi o que fiz.



Figura 1

Para reduzir a dissipação e o tamanho dos dissipadores, a configuração push-pull vai chegar mais próximo do máximo de eficiência possível nesse tipo de amplificador. Isso era imperativo para que coubessem todos os circuitos, inclusive fontes, dentro de uma caixa chassis de tamanho razoável, mesmo atendendo os fones mais exigentes em potência. Por essa razão, também abandonei o uso de circuitos Single-Ended com um transistor e fonte de corrente, apesar do seu charme.

Decidido isso, a implementação pode ser relativamente simples, com um amplificador operacional fornecendo todo o ganho de tensão e um par complementar de transistores fornecendo a capacidade de corrente necessária para atender a fones de baixa impedância como 16Ω ou 8Ω.

Felizmente, a necessidade e capacidade de potência dos fones é, na maioria dos casos, bastante modesta, entre 100mW para fones de alta impedância (600 a 200 ohms) e 1W para fones de baixa impedância (32Ω a 8Ω). Isso porque sua sensibilidade é bastante alta, 90dB a 110dB com 1mW ou 1Vrms (duas formas de especificar a sensibilidade).

O que nos alerta da possibilidade de ter níveis perigosamente altos em nosso canal auditivo... cuidado com o volume, especialmente por períodos prolongados.



Figura 2

Classe A significa dissipação de calor, mesmo sem sinal...

Vamos ver algumas características típicas

Fone (todos do tipo fechado, sobre as orelhas)	Sensibilidade *dB@1mW ou **dB@1V_{rms} @1kHz	Impedância Nominal (Ω)@1kHz	Potência Máx. (mW) onda senoidal @1kHz	Tensão Máx.(V_{rms}), onda senoidal @1kHz	SPL Máx. (dB SPL) onda senoidal @1kHz***
AKG D240 MKII	104**	55	200 (0,2W)	3,32	114
Audio Technica ATH M70X	97*	35	2000 (2W)	8,37	130##
Beyer Dynamic DT 770 pro	96*	32/80/250	100 (0,1W)	1,79/2,83/5,00	116
Koss Porta-Pro	101*	60	N/A	N/A	N/A
Sennheiser HD300 pro	108**	64	500 (0,5W)	5,66	123#
Shure SRH 940	100*	42	1000(1W)	6,48	
Sony MDR-XB550 AP	102*	24	1000 (1W)	4,89	132##

Dados obtidos nos sites dos fabricantes citados, N/A=não disponível.

Tabela 1

***Valor de pico 3dB acima, medido com microfones montados numa cabeça padrão (“dummy head”)

nível perigoso, acima do limiar da dor e desconforto

nível acima do limiar da dor, potencialmente danoso

Fones do tipo in-ear (dentro do ouvido) costumam ter impedâncias na faixa de 8 a 32 ohms e sensibilidades próximas às dos outros.

Poderíamos classificar os fones quanto a impedância como:

a) Baixa impedância (8 a 32 ohms);

b) Média impedância (35 a 150 ohms);

c) Alta impedância (200 a 600 ohms).

Atualmente a maioria se encontra entre 8 e 150 ohms, mas alguns tipos de estúdio mais antigos encontram-se na faixa de 300 a 600 ohms.

Qual a razão da tendência a usar menores impedâncias?

Basta lembrar que a potência é inversamente proporcional à resistência ou impedância de carga, o que significa obter maior potência com tensões de alimentação menores, como as usadas em equipamentos portáteis, alimentados por pilhas ou baterias que podem fornecer até centenas de mA, mas com tensões na faixa de 1,5 a 12V, tipicamente menores que 9V.

Já em consoles de mixagem ou gravação, pré-amplificadores e outros equipamentos com alimentação a partir da rede CA e circuitos com amplificadores operacionais, tensões de alimentação mais altas, necessárias para trabalhar com níveis de linha nas saídas, estão disponíveis e, com fones de 300 ou 600 ohms, seria possível usar os circuitos das saídas de linha para alimentar fones de 600 ohms, numa boa parte dos casos.

Mas os fones de baixa, ou mesmo média impedância, vão esbarrar na limitação de corrente dos amplificadores operacionais mais usuais.

Impedância Nominal (Ω)@1kHz	Potência Máx. (mW) onda senoidal @1kHz	Tensão Máx.(V_{rms}), onda senoidal @1kHz	Tensão Máx.(V_{pico}), onda senoidal @1kHz	Corrente de pico Máx.(I_{pico}), onda senoidal @1kHz, mA
55	200 (0,2W)	3,32	4,69	85
35	2000 (2W)	8,37	11,84	338
32/80/250	100 (0,1W)	1,79/2,83/5,00	2,53/4,00/7,07	79/50/28
60	N/A	N/A	N/A	N/A
64	500 (0,5W)	5,66	8,00	125
42	1000(1W)	6,48	9,16	218
24	1000 (1W)	4,89	6,92	288

Tabela 2

A tabela 2 mostra que, para atender completamente fones de 24Ω ou 32Ω, o amplificador vai precisar ter a capacidade de fornecer picos de corrente da ordem de 300 mA a 350 mA.

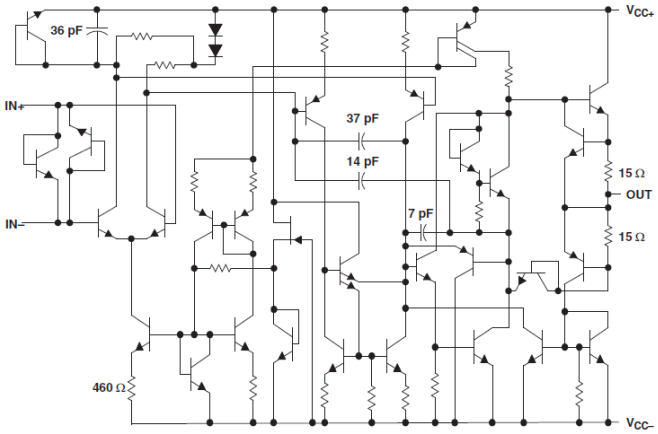
Também aparece uma necessidade de picos de tensão de uns +-12V para unidades de maior potência ou alta impedância (300 a 600 ohms).

Amplificadores operacionais em CI, mesmo os de alto desempenho, tem limitações de corrente por segurança e não conseguem trabalhar bem com cargas menores que 600 ohms.

Vamos ver alguns exemplos:

NE5532 introduzido em 1979

SCHEMATIC (EACH AMPLIFIER)



Component values shown are nominal.

Figura 3

Observem os resistores de 15Ω que formam um limitador de corrente em conjunto com os transistores ligados às bases dos transistores de saída. Eles estabelecem um limite próximo à 40mA para o valor de pico da corrente de saída, como mostrado pelo parâmetro I_{OS} (output short-circuit current) na tabela abaixo:

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC\pm}$ = ±15 V, T_A = 25°C (unless otherwise noted)

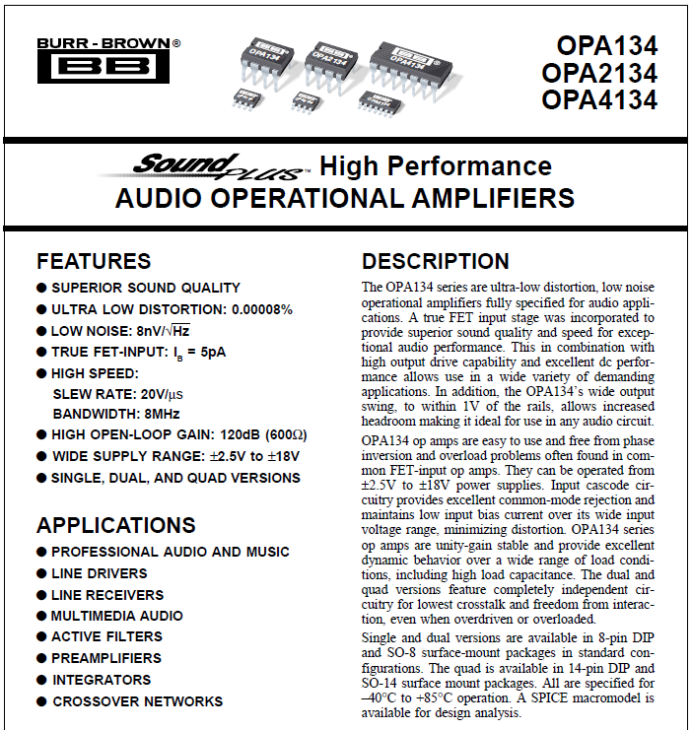
PARAMETER		TEST CONDITIONS(1)		MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{IO}	Input offset voltage	V_O = 0	T_A = 25°C		0.5	4	mV
			T_A = Full range(2)			5	
I_{IO}	Input offset current	T_A = 25°C			10	150	nA
		T_A = Full range(2)				200	
I_{IB}	Input bias current	T_A = 25°C			200	800	nA
		T_A = Full range(2)				1000	
V_{ICR}	Common-mode input-voltage range			±12	±13		V
V_{OPP}	Maximum peak-to-peak output-voltage swing	R_L ≥ 600 Ω, $V_{CC\pm}$ = ±15 V		24	26		V
A_{VD}	Large-signal differential-voltage amplification	R_L ≥ 600 Ω, V_O = ±10 V	T_A = 25°C	15	50		V/mV
			T_A = Full range(2)	10			
		R_L ≥ 2 kΩ, V_O±10 V	T_A = 25°C	25	100		
			T_A = Full range(2)	15			
A_{vd}	Small-signal differential-voltage amplification	f = 10 kHz			2.2		V/mV
B_{OM}	Maximum output-swing bandwidth	R_L = 600 Ω, V_O = ±10 V			140		kHz
B_1	Unity-gain bandwidth	R_L = 600 Ω, C_L = 100 pF			10		MHz
r_i	Input resistance			30	300		kΩ
z_o	Output impedance	A_{VD} = 30 dB, R_L = 600 Ω, f = 10 kHz			0.3		Ω
CMRR	Common-mode rejection ratio	V_{IC} = V_{ICR} min		70	100		dB
k_{SVR}	Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$)	$V_{CC\pm}$ = ±9 V to ±15 V, V_O = 0		80	100		dB
I_{OS}	Output short-circuit current			10	38	60	mA
I_{CC}	Total supply curent	V_O = 0, No load			8	16	mA
	Crosstalk attenuation (V_{O1}/V_{O2})	V_{01} = 10 V peak, f = 1 kHz			110		dB

(1) All characteristics are measured under open-loop conditions, with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified.
(2) Full temperature ranges are: –40°C to 85°C for the SA5532 and SA5532A, and 0°C to 70°C for the NE5532 and NE5532A.

Figura 4

Vejam o parâmetro I_{OS} confirmando, no seu valor típico, nossa análise.

OPA2134



BURR-BROWN®

OPA134
OPA2134
OPA4134

SoundPlus™ High Performance
AUDIO OPERATIONAL AMPLIFIERS

FEATURES

- SUPERIOR SOUND QUALITY
- ULTRA LOW DISTORTION: 0.00008%
- LOW NOISE: 8nV/√Hz
- TRUE FET-INPUT: I_B = 5pA
- HIGH SPEED:
  - SLEW RATE: 20V/µs
  - BANDWIDTH: 8MHz
- HIGH OPEN-LOOP GAIN: 120dB (600Ω)
- WIDE SUPPLY RANGE: ±2.5V to ±18V
- SINGLE, DUAL, AND QUAD VERSIONS

APPLICATIONS

- PROFESSIONAL AUDIO AND MUSIC
- LINE DRIVERS
- LINE RECEIVERS
- MULTIMEDIA AUDIO
- ACTIVE FILTERS
- PREAMPLIFIERS
- INTEGRATORS
- CROSSOVER NETWORKS

DESCRIPTION

The OPA134 series are ultra-low distortion, low noise operational amplifiers fully specified for audio applications. A true FET input stage was incorporated to provide superior sound quality and speed for exceptional audio performance. This in combination with high output drive capability and excellent dc performance allows use in a wide variety of demanding applications. In addition, the OPA134's wide output swing, to within 1V of the rails, allows increased headroom making it ideal for use in any audio circuit.

OPA134 op amps are easy to use and free from phase inversion and overload problems often found in common FET-input op amps. They can be operated from ±2.5V to ±18V power supplies. Input cascode circuitry provides excellent common-mode rejection and maintains low input bias current over its wide input voltage range, minimizing distortion. OPA134 series op amps are unity-gain stable and provide excellent dynamic behavior over a wide range of load conditions, including high load capacitance. The dual and quad versions feature completely independent circuitry for lowest crosstalk and freedom from interaction, even when overdriven or overloaded.

Single and dual versions are available in 8-pin DIP and SO-8 surface-mount packages in standard configurations. The quad is available in 14-pin DIP and SO-14 surface mount packages. All are specified for –40°C to +85°C operation. A SPICE macromodel is available for design analysis.

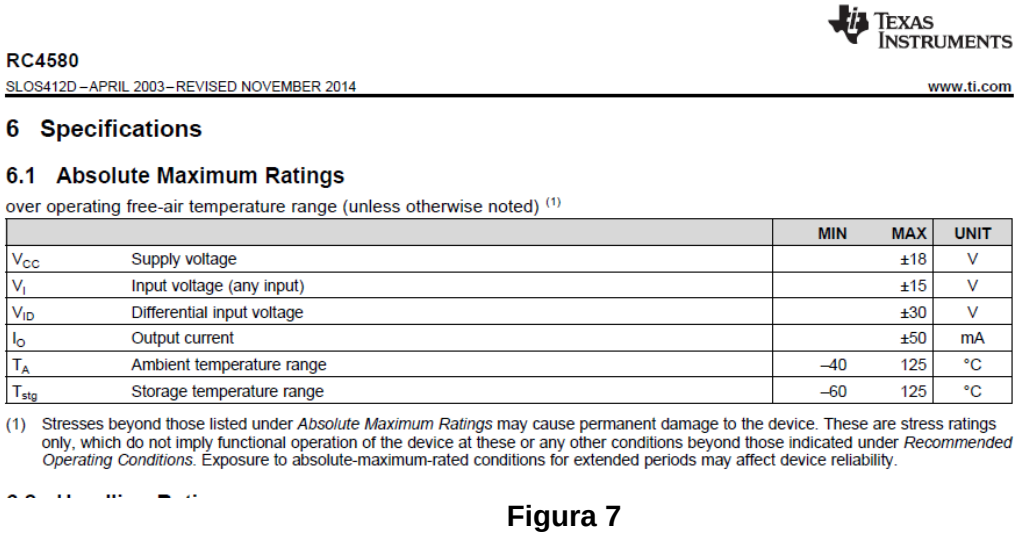
Figura 5

OPA2134 é um exemplo mais recente.

OUTPUT					
Voltage Output	R_L = 10kΩ	(V–)+0.5		(V+)–1.2	V
	R_L = 2kΩ	(V–)+1.2		(V+)–1.5	V
	R_L = 600Ω	(V–)+2.2		(V+)–2.5	V
Output Current			±35		mA
Output Impedance, Closed-Loop[5]	f = 10kHz		0.01		Ω
Open-Loop	f = 10kHz		10		Ω
Short-Circuit Current			±40		mA
Capacitive Load Drive (Stable Operation)			See Typical Curve		

Figura 6

RC4580



TEXAS INSTRUMENTS

RC4580

SLOS412D – APRIL 2003 – REVISED NOVEMBER 2014 www.ti.com

6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted) (1)

		MIN	MAX	UNIT
V_{CC}	Supply voltage		±18	V
V_I	Input voltage (any input)		±15	V
V_{ID}	Differential input voltage		±30	V
I_O	Output current		±50	mA
T_A	Ambient temperature range	–40	125	°C
T_{stg}	Storage temperature range	–60	125	°C

(1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, which do not imply functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions*. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

Figura 7

Raytheon

High Output Current Dual Operational Amplifier

RC4556

Features

- Unity gain bandwidth — 8.0MHz
- Drives ±10.5V min into 150Ω (±10mA)
- Slew rate — 3.0V/μS
- Current drain per amplifier — 4.5mA
- Input offset voltage — 0.5mV
- Input offset current — 5.0nA
- Input bias current — 180nA
- 10nV/√Hz noise at 1kHz
- Unity gain frequency compensated

Description

The 4556 integrated circuit is a high-gain, high output current dual operational amplifier capable of driving ±70mA into 150Ω loads (±10.5V output voltage). The 4556 combines many of the features of the popular 4558 as well as having the capability of driving 150Ω loads. In addition, the wide bandwidth, low noise, high slew rate and low distortion of the 4556 make it ideal for many audio, telecommunications and instrumentation applications.

Figura 8

O RC4556 tem boa capacidade de corrente, mas baixo slew rate.

Uma boa possibilidade é usar amplificadores em paralelo:

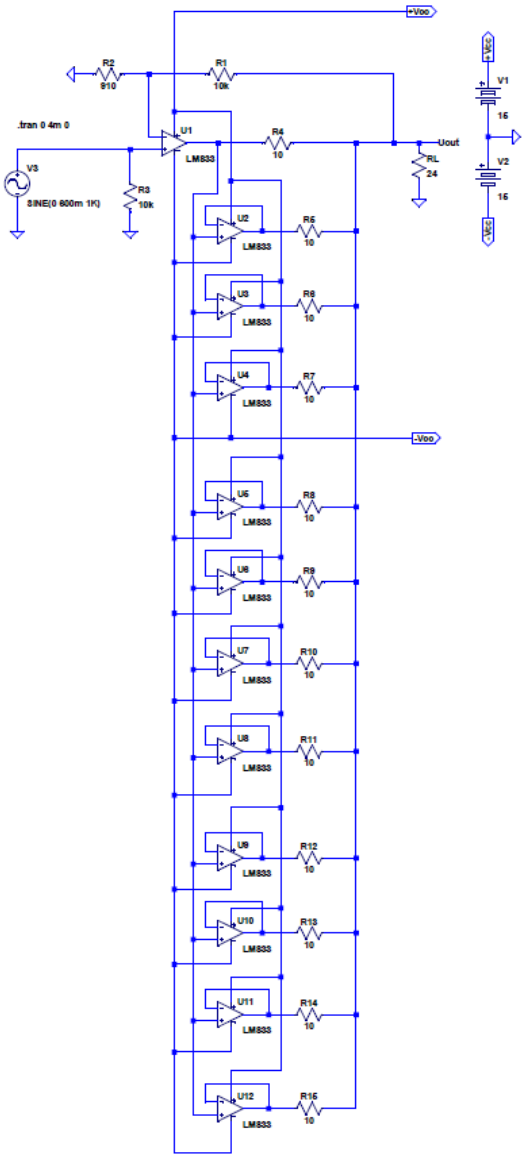


Figura 9

Resultado:

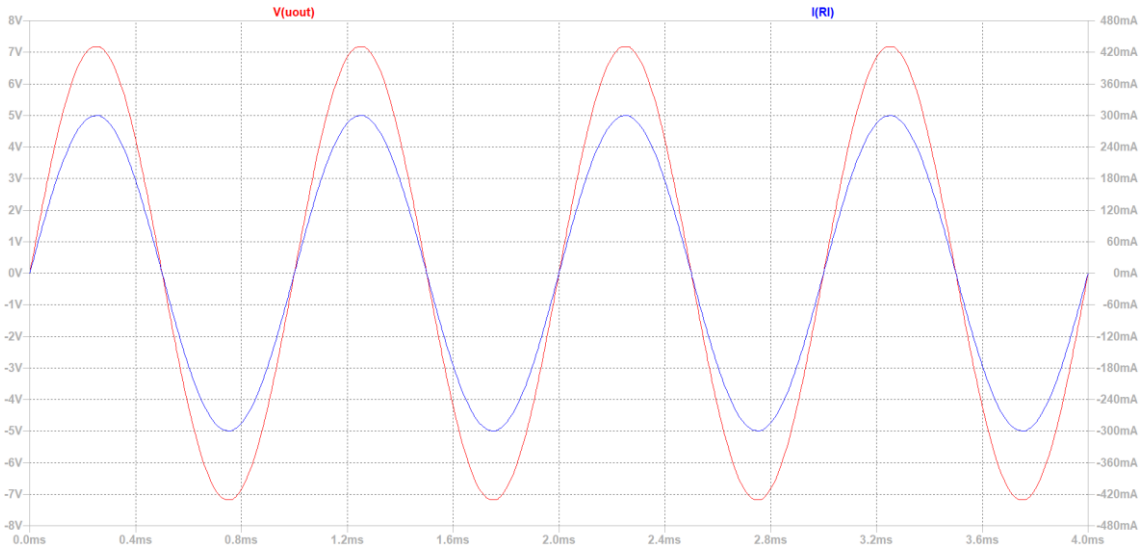


Figura 10

Usando esses 12 opamps por canal, 6 CI's NE5532, seria possível atender a maioria dos fones mostrados nas tabelas 1 e 2, usando 16, 8 CI's NE5532, atenderíamos todos (I_{out}=0,4A_{pico}). É um projeto interessante, proposto por D. Self, com resultados muito bons, mas ainda em classe AB.

Outra ideia bastante simples será usar seguidores de emissor complementares como "buffers" para aumentar a capacidade de corrente do estágio de saída de um amplificador operacional. Uma configuração básica seria como abaixo (em classe B pura):

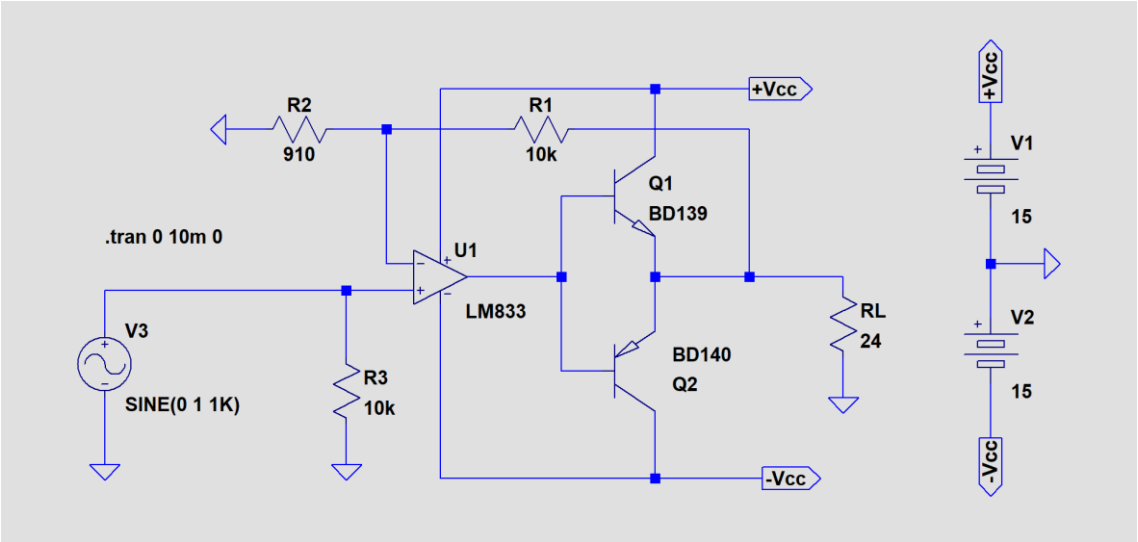


Figura 11

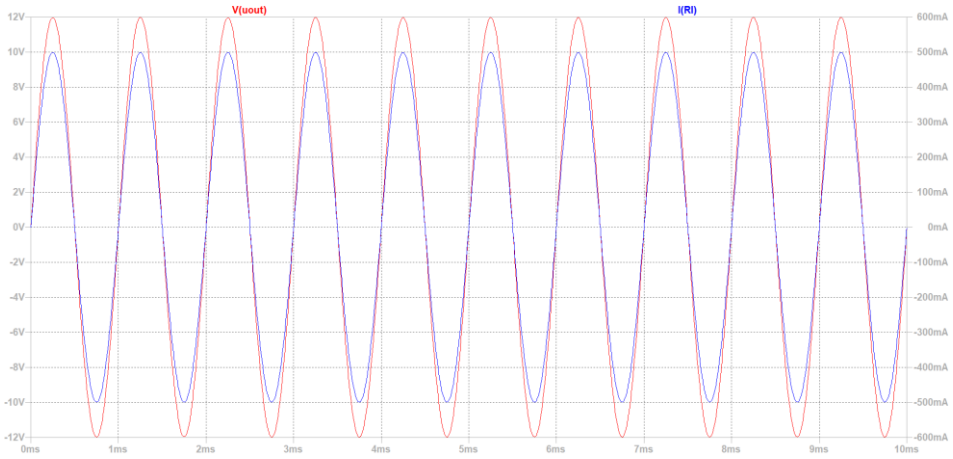


Figura 12

Olhando de perto o cruzamento por 0V...

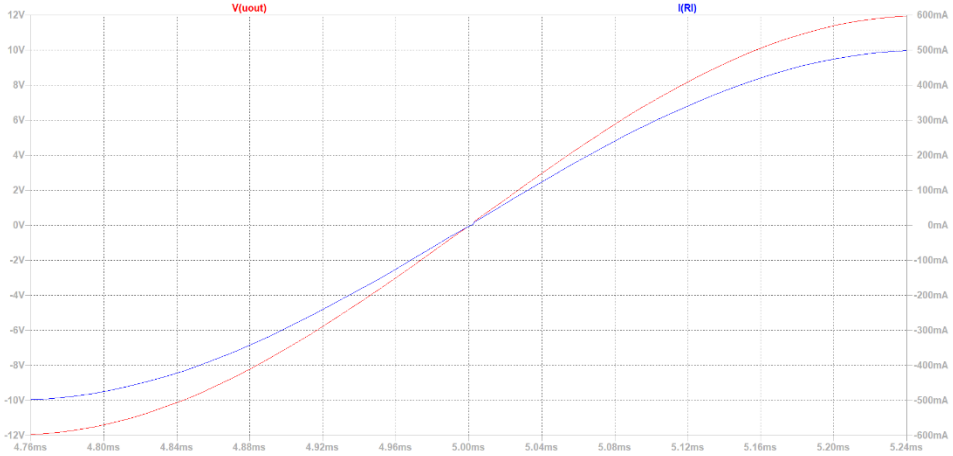


Figura 13

Mais de perto...

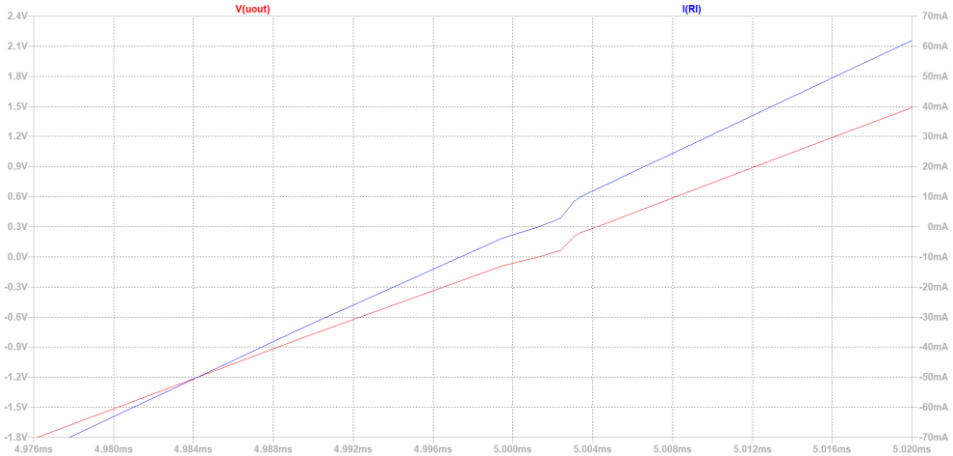


Figura 14

Eis a distorção de crossover.

Em pequenas amplitudes, o problema se agrava e a distorção aumenta ao invés de diminuir, como qualquer amplificador em classe B...

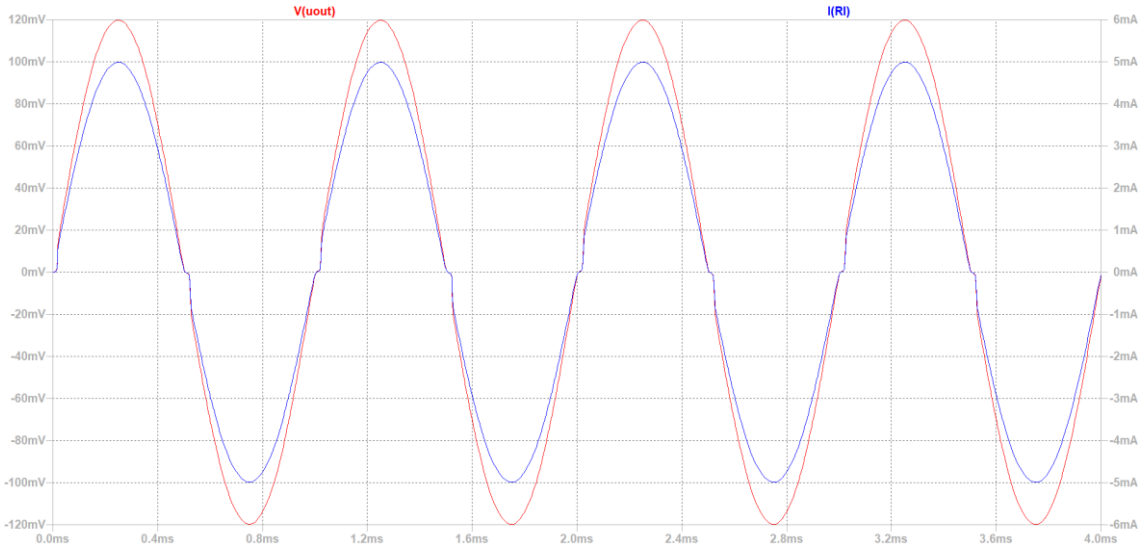


Figura 15

Uma tentativa para resolver o problema seria usar um par de diodos para polarizar em classe AB o estágio de saída, como na figura 16:

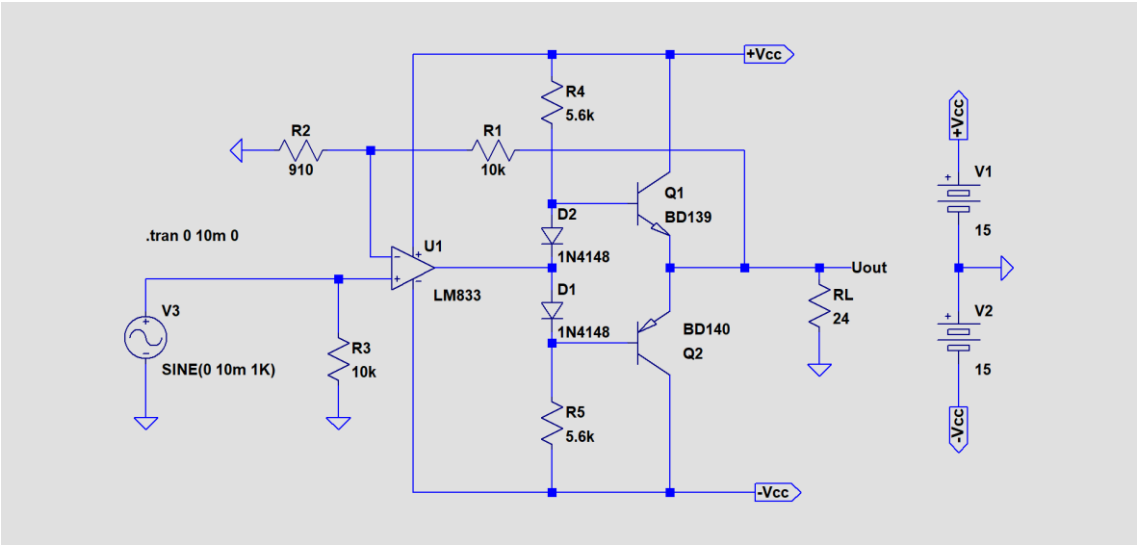


Figura 16

Um resultado melhor, mostrado na figura 17, mais ainda insatisfatório para nossos objetivos.

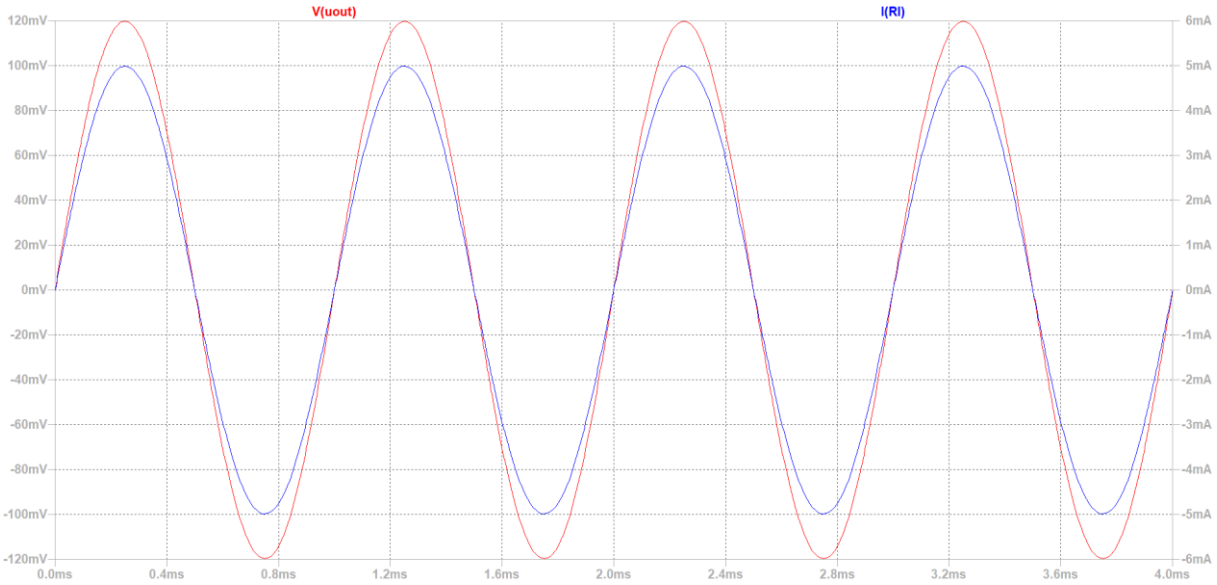


Figura 17

Avançando mais nesse caminho, poderíamos tentar a configuração a seguir:

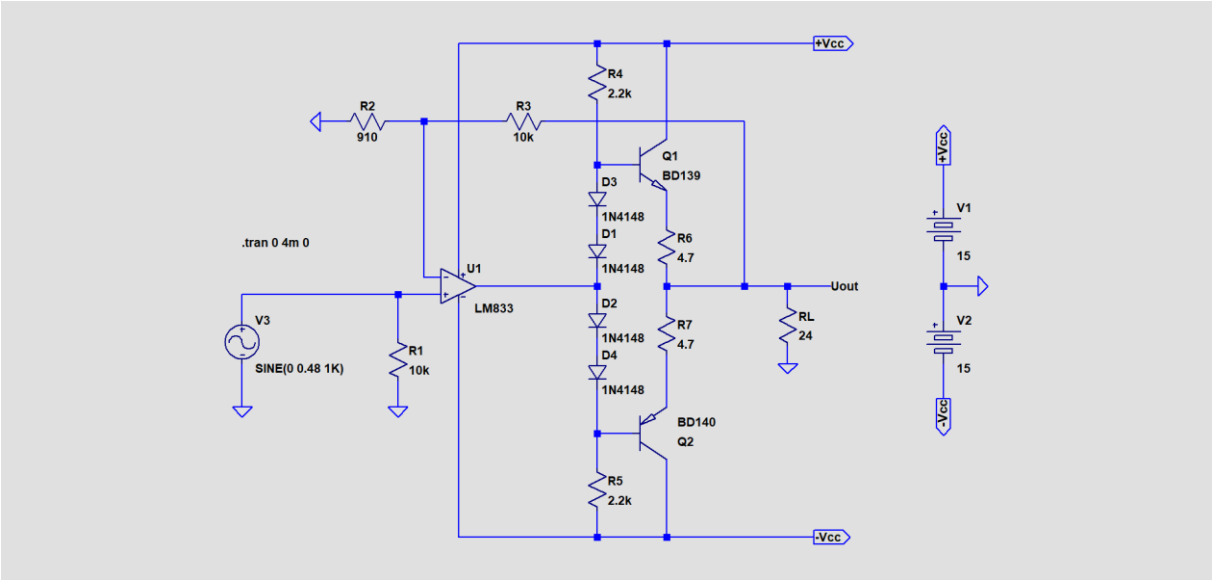


Figura 18

Nesses exemplos, R4 e R5 precisam fornecer a corrente de base máxima solicitada pelos transistores de saída e o amplificador operacional tem como carga (onde // significa “em paralelo”): (R4//R5)//(h_{fe}.RL).

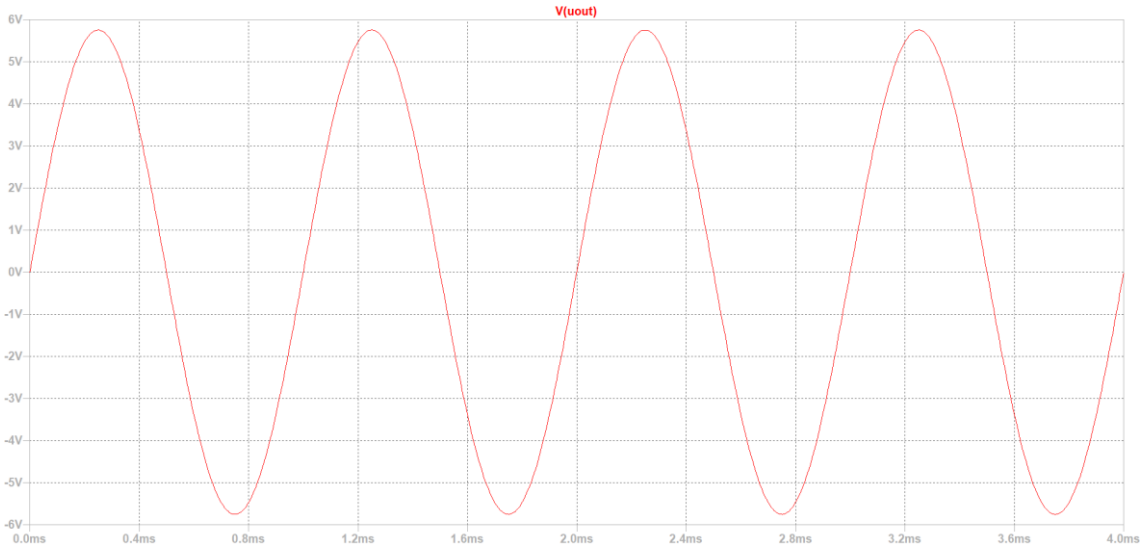


Figura 19

O valor dos resistores de emissor dos transistores vai determinar tanto a corrente de repouso quanto a corrente máxima em caso de curto-circuito e isso traz pouca flexibilidade no seu dimensionamento.

Outro ponto negativo nessa configuração é que o amplificador operacional vai atingir seu limite de tensão de saída antes de saturar os transistores o que vai limitar a máxima excursão da tensão de saída do amplificador.

Ajustando os valores, chegamos a uma polarização classe A:

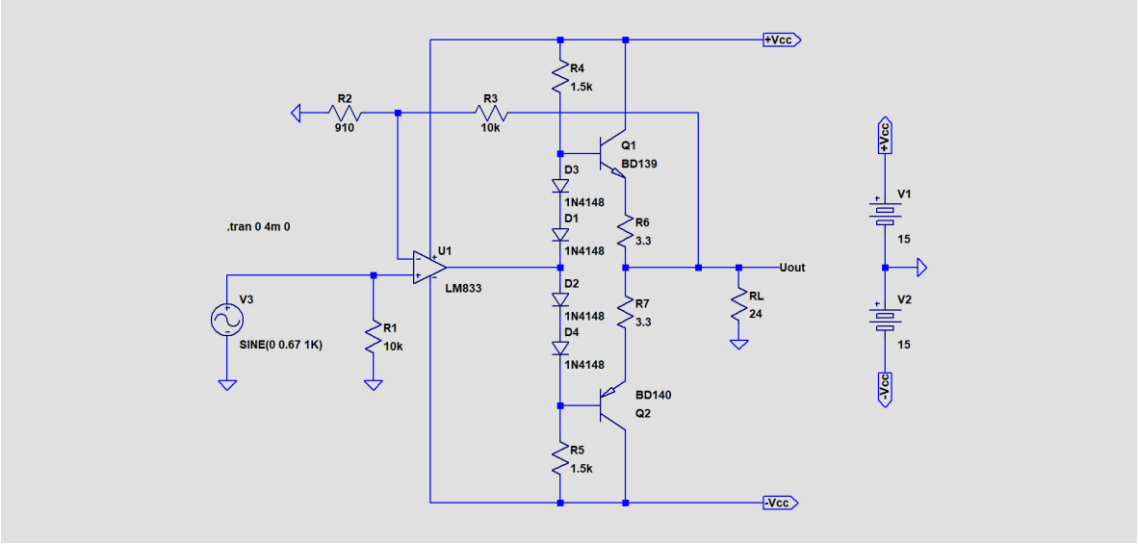


Figura 20

Resultados:

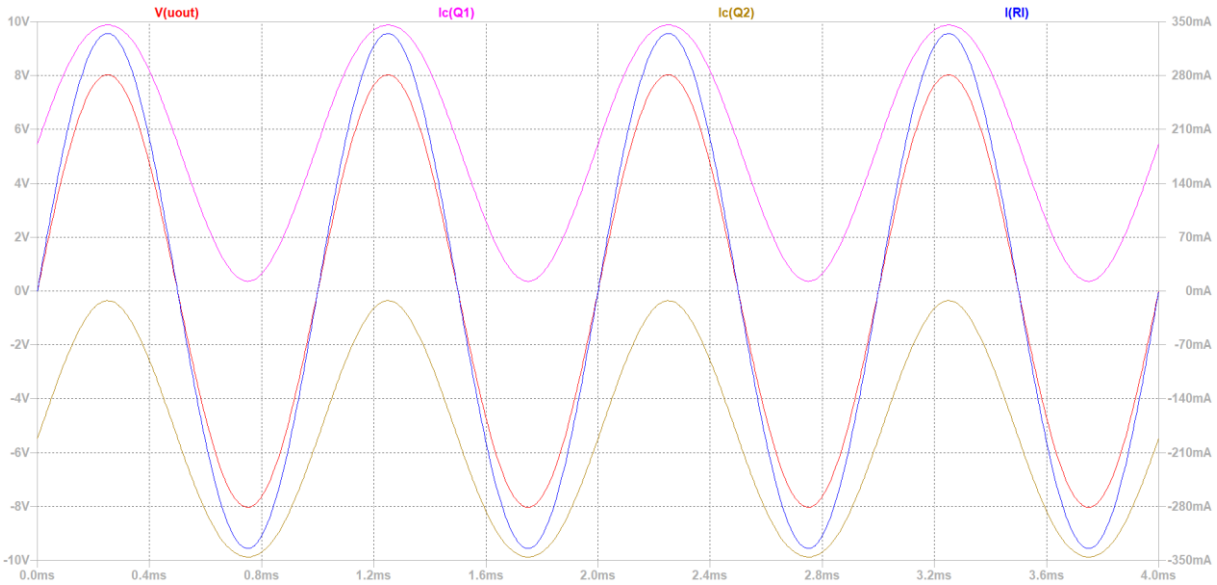


Figura 21

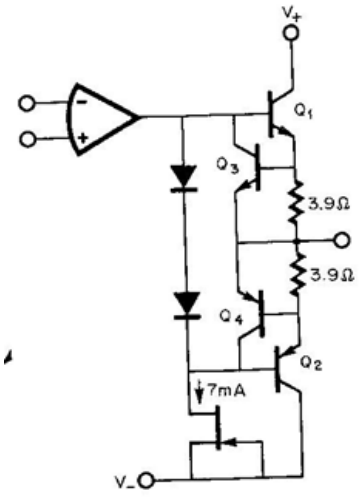
Uma potência média de 1,35W na carga de 24Ω

Em contrapartida, uma dissipação total nos transistores de saída de 3,95W

Um rendimento de uns 25%

É possível otimizar e ampliar o limite de tensão de saída do mesmo amplificador operacional mudando um pouco a configuração do circuito.

No livro “Applications of Operational Amplifiers” de Jerald G. Graeme, de 1973, referência [2], encontramos esse exemplo:



2.2.1 Output current boosting The simplest way to boost output current is to add an output emitter follower or source follower. To efficiently increase both polarities of current, a complementary follower stage is required. In this case the followers must be biased to set their quiescent currents, and it is generally desirable to protect the transistors with an output current limit. These elements are incorporated in the complementary emitter-follower circuit of Fig. 2.7. Class A-B biasing is developed by the diodes, and current limiting is performed by Q_3 and Q_4[2]. With diode biasing the emitter followers Q_1 and Q_2 remain turned ON at the zero crossover, avoiding crossover distortion. The diodes are biased from an FET current source chosen to supply the maximum base current needed by Q_2.

Figura 22

No projeto original, resolvi usar o mesmo opamp usado em outras funções, o LME49720. Mas nada impede o uso de outros tipos, com características semelhantes, desde que atendam a alguns critérios mínimos.

A configuração básica usada está descrita nas referências [1] e [2].

No exemplo abaixo, como na referência [1], a fonte de corrente foi implementada através de bootstraping, através da rede composta por C1, R4 e R5. Foram usados transistores com maior capacidade de potência que na referência [1].

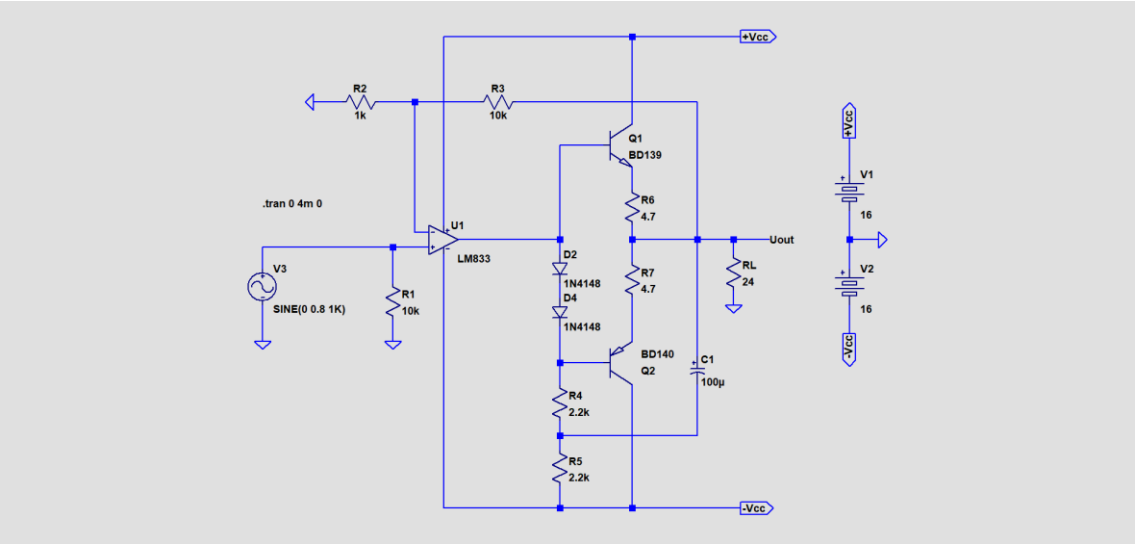


Figura 23

Resultados:

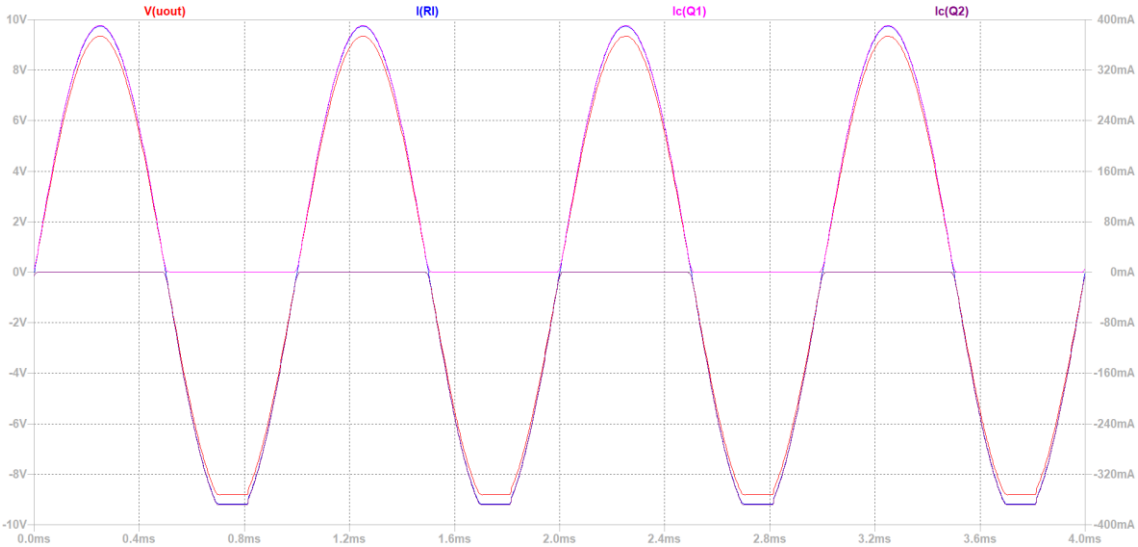


Figura 24

Observem o ceifamento assimétrico. Uma solução será usar um capacitor para aumentar o drive do lado negativo.

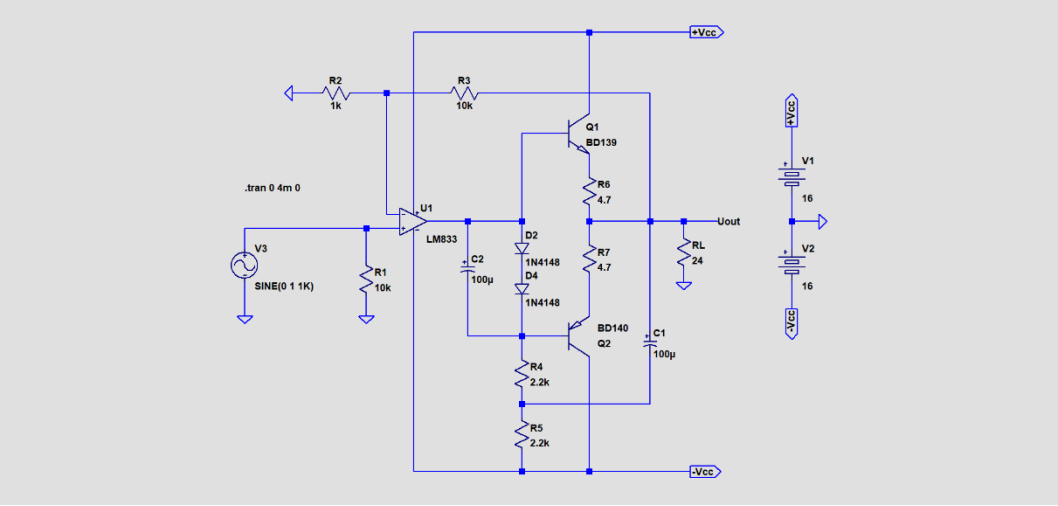


Figura 25

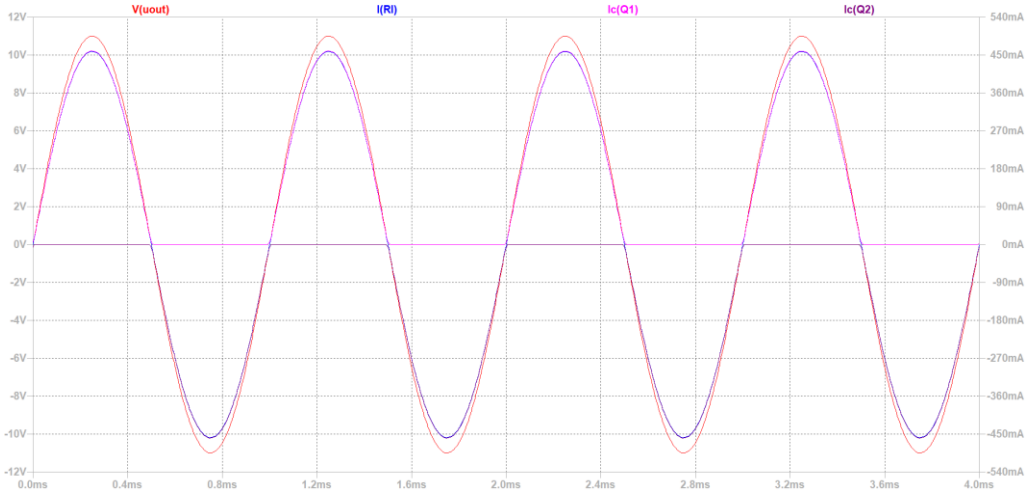


Figura 26

Conseguimos desenvolver 2,5W na carga de 24 ohms, com 0,83W de dissipação por transistor ou 1,66W total, funcionamento em classe AB, com uma corrente de repouso de aproximadamente 6mA.

Avançamos em relação ao circuito proposto na página 391 da referência [1].

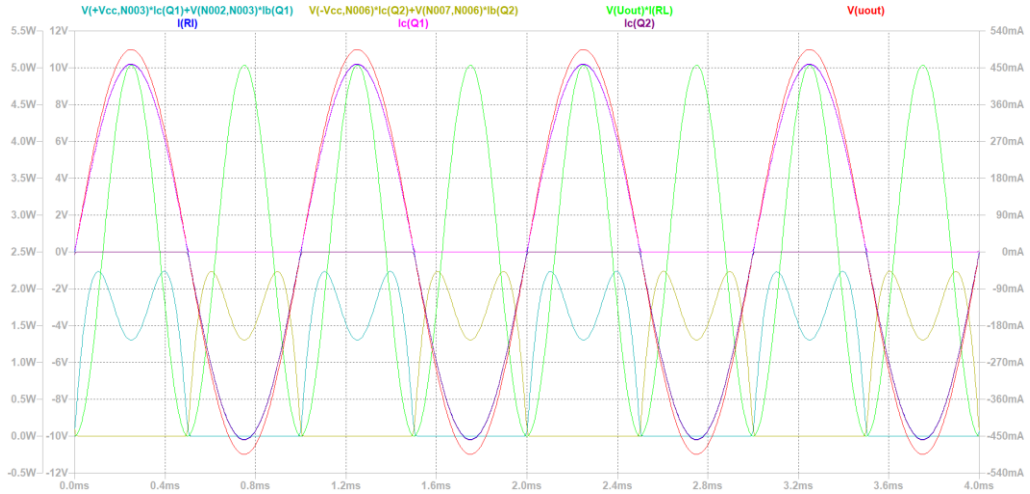


Figura 27

No próximo número, a versão final do projeto, inclusive a fonte, com todo seu desenvolvimento e considerações sobre a proteção do amplificador, dos fones e seus ouvidos.

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.

Análise do Amplificador Tonos ST-200



Marcelo Yared*

Prosseguindo nas análises dos equipamentos de áudio residencial produzidos nas décadas de 1970 e 1980, neste artigo trataremos o amplificador Tonos ST-200, da Embrasom.

Na época era muito comum o uso misto desses equipamentos, e os produtos da marca, como de outras também, eram utilizados também de forma profissional, em sonorização de boates, bares e eventos.

O ST-200 é um amplificador de boa potência e bem construído. Seu estágio de saída utiliza uma configuração interessante, que nunca vi em nenhum outro, e facilita bastante o processo produtivo, pois não necessita de nenhum ajuste de corrente de repouso ou similares.



É um amplificador de potência, sem estágios de preamplificação e oferece o necessário para sê-lo, em um design espartano, muito bonito e parecido, em seu painel, com o SAE modelo 2200.

A Embrasom era uma empresa sediada no Rio de Janeiro e, na década de 1970, produzia diversos equipamentos de áudio, que ganharam reconhecimento por sua qualidade e robustez. Entre eles, o que mais fez sucesso, sem dúvida, foi o misturador IC-3, de custo acessível e de alta qualidade. Foi objeto de análise em Antenna, em seu número de janeiro de 1980, e foi bastante elogiado.

O ST-200 foi projetado pelos engenheiros Ari Braga, já falecido, e Manuel Pinho, que foram responsáveis pelos seguintes equipamentos, além dele, nas palavras do próprio Ari, em correspondência com nosso colaborador João Yazbek, que os conhece:

***Engenheiro Eletricista**

“- Misturador Tonos IC-3;
- Pré Tonos IC-4;
- Pré Tonos IC-5;
- Amplificador Tonos ST-120 (projeto clonado do fantástico amplificador Dynaco 120, pois, na época, foi o projeto mais interessante em relação custo-benefício que achamos e ainda bem que fabricamos um equipamento comprovadamente excelente, volto a dizer, para sua época);.
- Caixas acústicas DM-8, DM10 (projeto com falantes Bravox) e Disco 15 (com falantes Novik);
- Mixer Tarkus AP-1;
- Pré-Mixer Tarkus AP-2.”

Uma linha bastante abrangente e com reconhecimento do mercado como sendo de produtos de qualidade. A caixa DM10 foi avaliada em Antenna de maio de 1980 e saiu-se muito bem, também.

O amplificador ST-120 será objeto de artigo futuro, pois o Dynaco que lhe deu origem tem muita fama pela qualidade e potência para a época. O Tonos é uma cópia praticamente idêntica do produto.

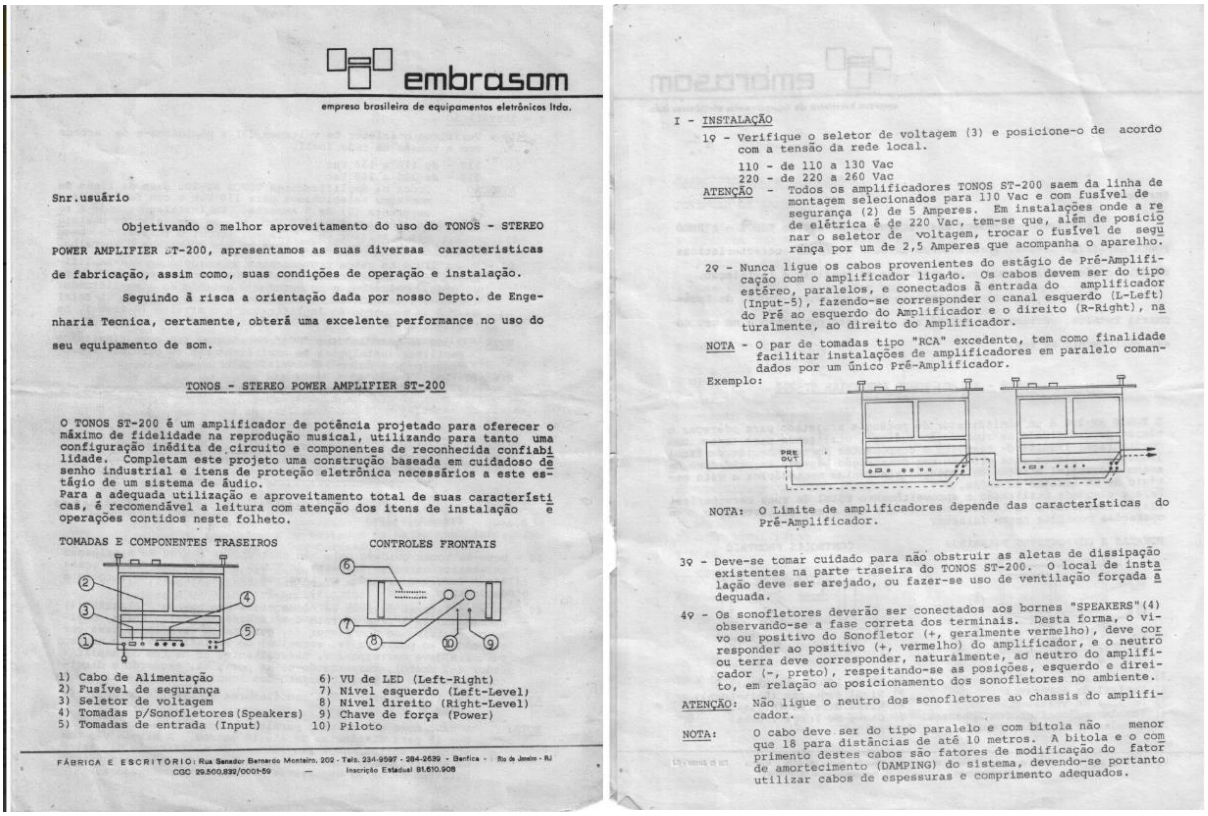
Vamos avaliar, então, o ST-200.

Em seu painel dianteiro, em alumínio anodizado em preto (havia versões em alumínio escovado), temos um conjunto de LEDs vermelhos, que forma um preciso medidor de VU, dois controles de nível independentes e uma chave de força, com seu respectivo indicador de funcionamento, complementam o conjunto. Bastante simples e eficiente, para o que se destina.



O painel traseiro contém também o suficiente para um amplificador de potência e tem a configuração um pouco diferente do usual, pois as conexões são feitas na horizontal. Muito bom para manutenção e para o uso em mesas, mas um pouco mais complicado de se manusear se o equipamento estivesse montado em racks, com diversos outros, como era comum na época. A serigrafia nos dissipadores, na vertical, minora bastante essa dificuldade. Há apenas saída para um par de caixas, sem o tradicional chaveamento para dois pares, como era comum. Isso simplifica a montagem e diminui as perdas de conexão internas, dada a ausência de chaves e a redução da fiação.

Restaurei este equipamento faz algum tempo e um confrade das listas de áudio conseguiu uma cópia do manual do usuário do aparelho, espartano também, mas que contém as informações necessárias para o bom uso do aparelho. Três folhas datilografadas. Suficiente e econômico. Nas três folhas podemos ver os diagramas de ligações, as especificações básicas do aparelho e as recomendações de conexão e uso.



embrasom

empresa brasileira de equipamentos eletrônicos ltda.

Snr.usuário

Objetivando o melhor aproveitamento do uso do TONOS - STEREO POWER AMPLIFIER ST-200, apresentamos as suas diversas características de fabricação, assim como, suas condições de operação e instalação.

Seguindo à risca a orientação dada por nosso Depto. de Engenharia Tecnica, certamente, obterá uma excelente performance no uso do seu equipamento de som.

TONOS - STEREO POWER AMPLIFIER ST-200

O TONOS ST-200 é um amplificador de potência projetado para oferecer o máximo de fidelidade na reprodução musical, utilizando para tanto uma configuração inédita de circuito e componentes de reconhecida confiabilidade. Completam este projeto uma construção baseada em cuidadoso desenho industrial e itens de proteção eletrônica necessários a este estágio de um sistema de áudio.
Para a adequada utilização e aproveitamento total de suas características, é recomendável a leitura com atenção dos itens de instalação e operações contidos neste folheto.

TOMADAS E COMPONENTES TRASEIROS

CONTROLES FRONTAIS

1) Cabo de Alimentação
2) Fusível de segurança
3) Seletor de voltagem
4) Tomadas p/Sonofletores(Speakers)
5) Tomadas de entrada (Input)
6) VU de LED (Left-Right)
7) Nível esquerdo (Left-Level)
8) Nivel direito (Right-Level)
9) Chave de força (Power)
10) Piloto

FÁBRICA E ESCRITÓRIO: Rua Senador Bernardo Monteiro, 202 - Tels. 234-9597 - 284-2639 - Benfica - Rio de Janeiro - RJ
CGC 29.500.892/0001-59 — Inscrição Estadual 81.610.908

I - INSTALAÇÃO

1º - Verifique o seletor de voltagem (3) e posicione-o de acordo com a tensão da rede local.

110 - de 110 a 130 Vac
220 - de 220 a 260 Vac

ATENÇÃO - Todos os amplificadores TONOS ST-200 saem da linha de montagem selecionados para 110 Vac e com fusível de segurança (2) de 5 Amperes. Em instalações onde a rede elétrica é de 220 Vac, tem-se que, além de posicionar o seletor de voltagem, trocar o fusível de segurança por um de 2,5 Amperes que acompanha o aparelho.

2º - Nunca ligue os cabos provenientes do estágio de Pré-Amplificação com o amplificador ligado. Os cabos devem ser do tipo estéreo, paralelos, e conectados à entrada do amplificador (Input-5), fazendo-se corresponder o canal esquerdo (L-Left) do Pré ao esquerdo do Amplificador e o direito (R-Right), naturalmente, ao direito do Amplificador.

NOTA - O par de tomadas tipo "RCA" excedente, tem como finalidade facilitar instalações de amplificadores em paralelo comandados por um único Pré-Amplificador.

Exemplo:

NOTA: O Limite de amplificadores depende das características do Pré-Amplificador.

3º - Deve-se tomar cuidado para não obstruir as aletas de dissipação existentes na parte traseira do TONOS ST-200. O local de instalação deve ser arejado, ou fazer-se uso de ventilação forçada adequada.

4º - Os sonofletores deverão ser conectados aos bornes "SPEAKERS"(4) observando-se a fase correta dos terminais. Desta forma, o vivo ou positivo do Sonofletor (+, geralmente vermelho), deve corresponder ao positivo (+, vermelho) do amplificador, e o neutro ou terra deve corresponder, naturalmente, ao neutro do amplificador (-, preto), respeitando-se as posições, esquerdo e direito, em relação ao posicionamento dos sonofletores no ambiente.

ATENÇÃO: Não ligue o neutro dos sonofletores ao chassis do amplificador.

NOTA: O cabo deve ser do tipo paralelo e com bitola não menor que 18 para distâncias de até 10 metros. A bitola e o comprimento destes cabos são fatores de modificação do fator de amortecimento (DAMPING) do sistema, devendo-se portanto utilizar cabos de espessuras e comprimento adequados.

Apesar de simples, o manual apresenta informações claras e precisa sobre o uso do aparelho, inclusive sobre as faixas de tensão de alimentação, cuidados para não se obstruir a ventilação do dissipador de calor e espessura adequada dos cabos de conexão aos sonofletores.

A terceira folha, com as especificações técnicas, será mostrada na seção de medições, para cotejá-la com os resultados em bancada.

Restauração

O equipamento adquirido estava com o painel frontal bastante danificado, que chegou empenado, com certeza avaria de transporte, mas estava completo e internamente.

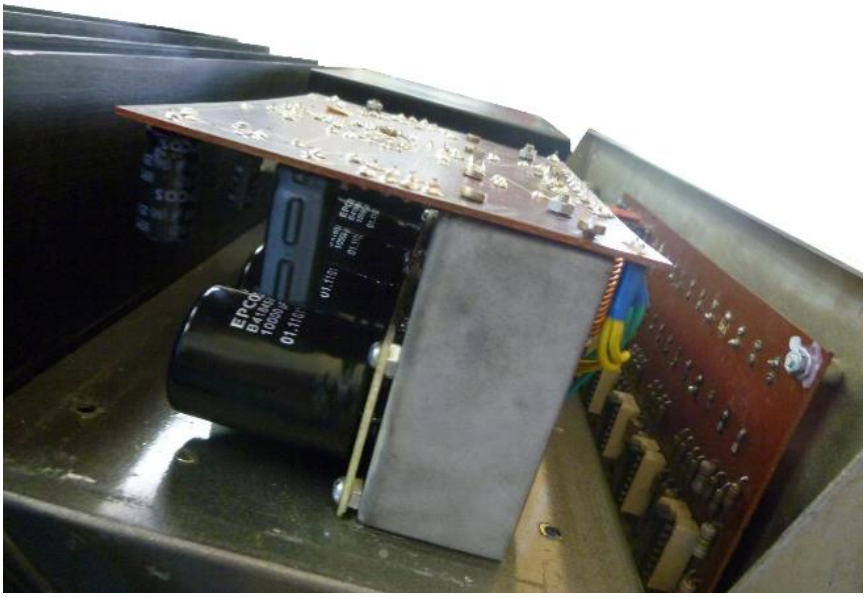
O Maurício Chagas, com seu “Martelinho de Ouro” deixou o painel em perfeitas condições e com o acabamento como se tivesse acabado de sair da fábrica.

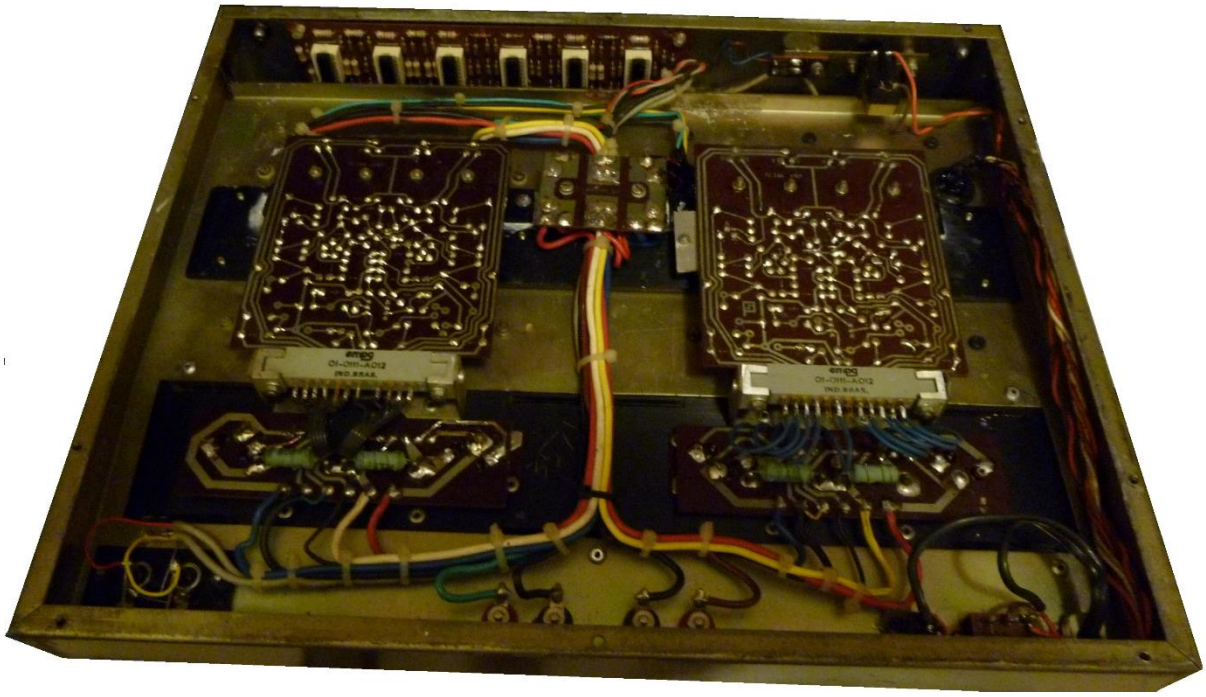
O amplificador estava com defeito, e foi necessária a substituição de vários componentes. A manutenção é bem simples, com a utilização de conectores de ótima qualidade nas placas principais. Foi feito também o “recap” completo.

Nesse quesito, a troca dos capacitores principais de filtragem deu algum trabalho, pois eles estavam firmemente soldados a dois sub-chassis, o que é ótimo para a robustez, mas complicou um pouco hoje, pois não há mais esse tipo de capacitor disponível. Fizemos uma adaptação e aumentamos a filtragem total, por malha, de 15mF para 20mF, já que iríamos utilizar componentes menores.









A disposição da montagem facilita muito a manutenção dos elementos mais sujeitos a danos, como pode ser visto na parte inferior do aparelho. Fiação bem amarrada e organizada e acesso amplo aos circuitos.



Na correção dos problemas encontramos vários componentes danificados e não originais, aparentemente, em uma das placas de amplificação. Como a outra estava perfeita, inclusive com as soldas originais, nos foi possível restaurar corretamente o circuito, bem como levantar seu diagrama esquemático, que se encontra na última página deste arquivo.

Aliás, em sua correspondência com o João, o Ari esclarece que o circuito de amplificação utilizado foi uma inovação na época e, de fato, ele é diferente, com duas etapas finais de amplificação em paralelo, uma para pequenos sinais, com corrente constante e outra para grandes sinais.

O esquema é inteligente e evita a necessidade de ajustes de corrente de repouso. Na bancada veremos se ele é efetivo na redução de consumo e da distorção.

O circuito dos VU, o da proteção contra curtos e o de retardo não necessitaram de manutenção, apenas de “recap”. O ajuste do VU estava perfeito, após quase quarenta anos de montado. Um LED apenas estava com baixa luminosidade e foi substituído.

A montagem merece elogios, pois além de bonito o equipamento internamente é robusto e utiliza componentes de qualidade. O único senão, para nós, é a fixação do painel frontal ao chassis. No equipamento que adquiri alguém colocou rebites para reforçar a montagem. Substituímos por parafusos, mas creio que o aparelho deve ter sido colocado em um rack sem bandeja, o que fragilizou a conexão física.

Feito isso, energizamos pela primeira vez o aparelho e o ligamos a um gerador de sinal, apenas para observar o belo VU pela primeira vez.



Medições

Após pré-aquecimento, em rede de 240VCA/60Hz, iniciamos os testes e comparamos com a folha de especificações constante do manual do usuário, conforme abaixo.

III - CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

POTÊNCIA DE SAIDA

4 Ohms com THD de 0,1% - 150 W RMS
8 Ohms com THD de 0,1% - 100 W RMS

CEIFAMENTO (Clipping)

4 Ohms - 1 KHz - 1 canal excitado - 195 W RMS
4 Ohms - 1 KHz - 2 canais excitados- 152 W RMS
8 Ohms - 1 KHz - 1 canal excitado - 119 W RMS
8 Ohms - 1 KHz - 2 canais excitados- 104 W RMS

RESPOSTA DE FREQUÊNCIA

5 Hz a 20 ± 0.3 dB
5 Hz a 40 ± 1 dB
5 Hz a 100 - 3 dB

DISTORÇÃO HARMÔNICA (THD)

100W - 8 Ohms - .03%
100W - SMPTE - 0.04%
1/4W - SMPTE - 0.08%

SENSIBILIDADE

775 mV (0,775V) p/100 W

RELAÇÃO SINAL/RUIDO

102 dB

VELOCIDADE (SLEW-RATE)

20v/us

FATOR DE AMORTECIMENTO (DAMPING)

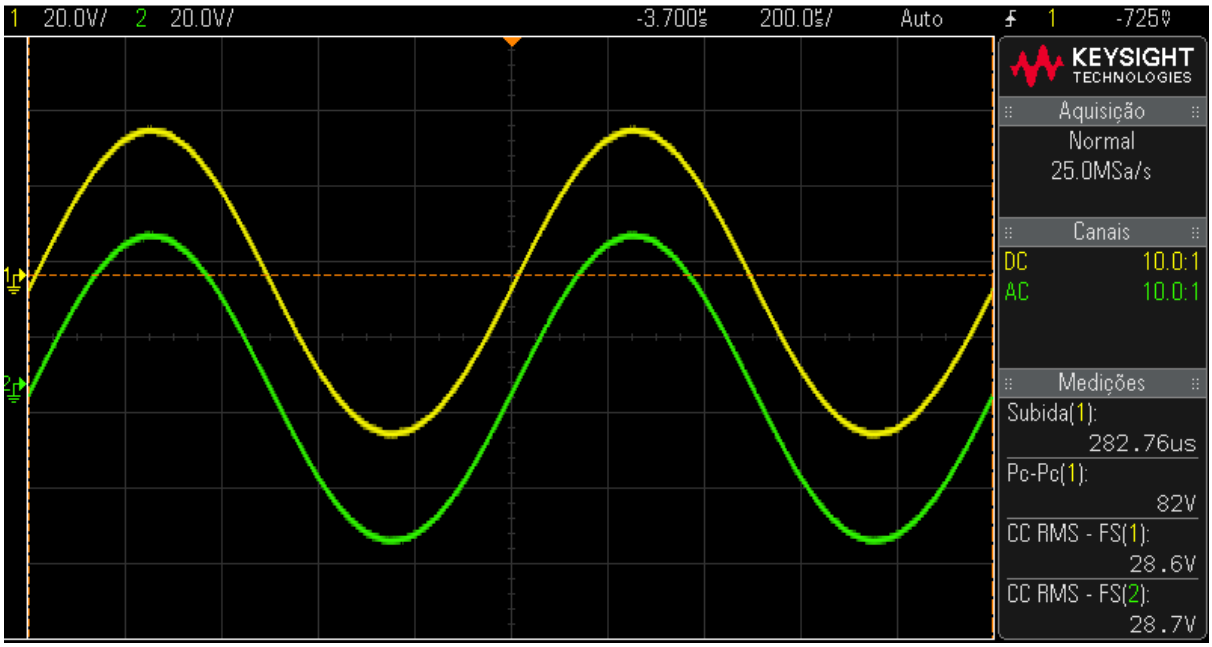
200 (duzentos)

IMPEDÂNCIA DE ENTRADA

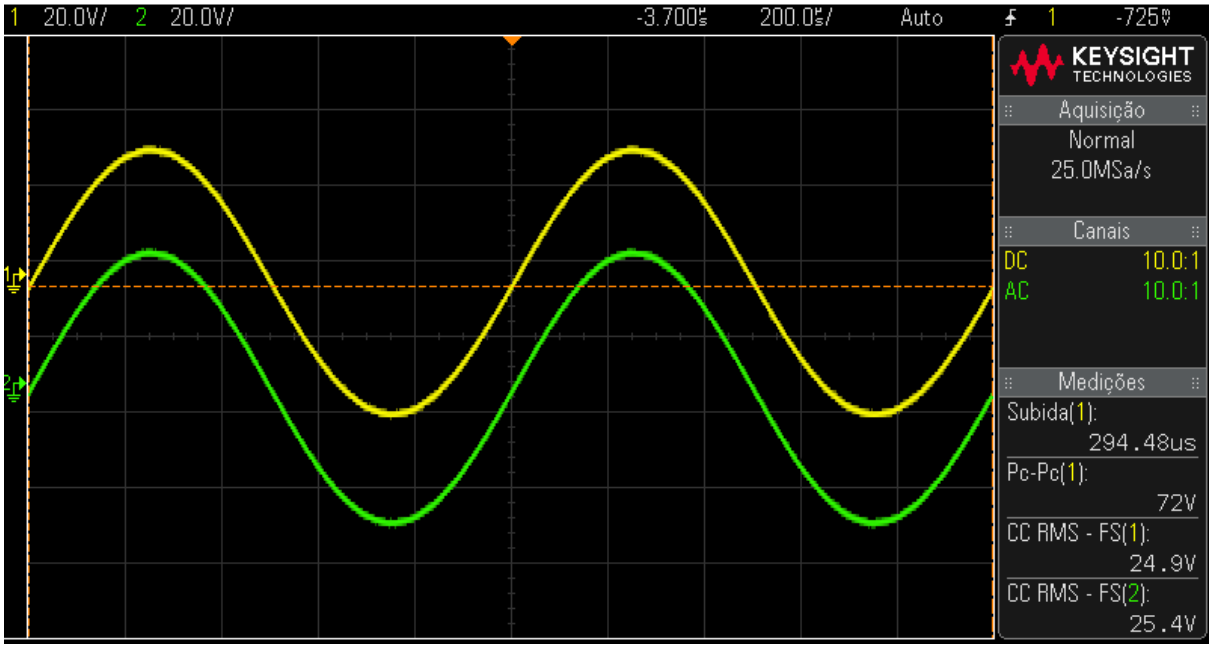
50 K Ohms

NOTA: O fabricante reserva o direito de alterar estas especificações sem aviso prévio.

Potência de saída



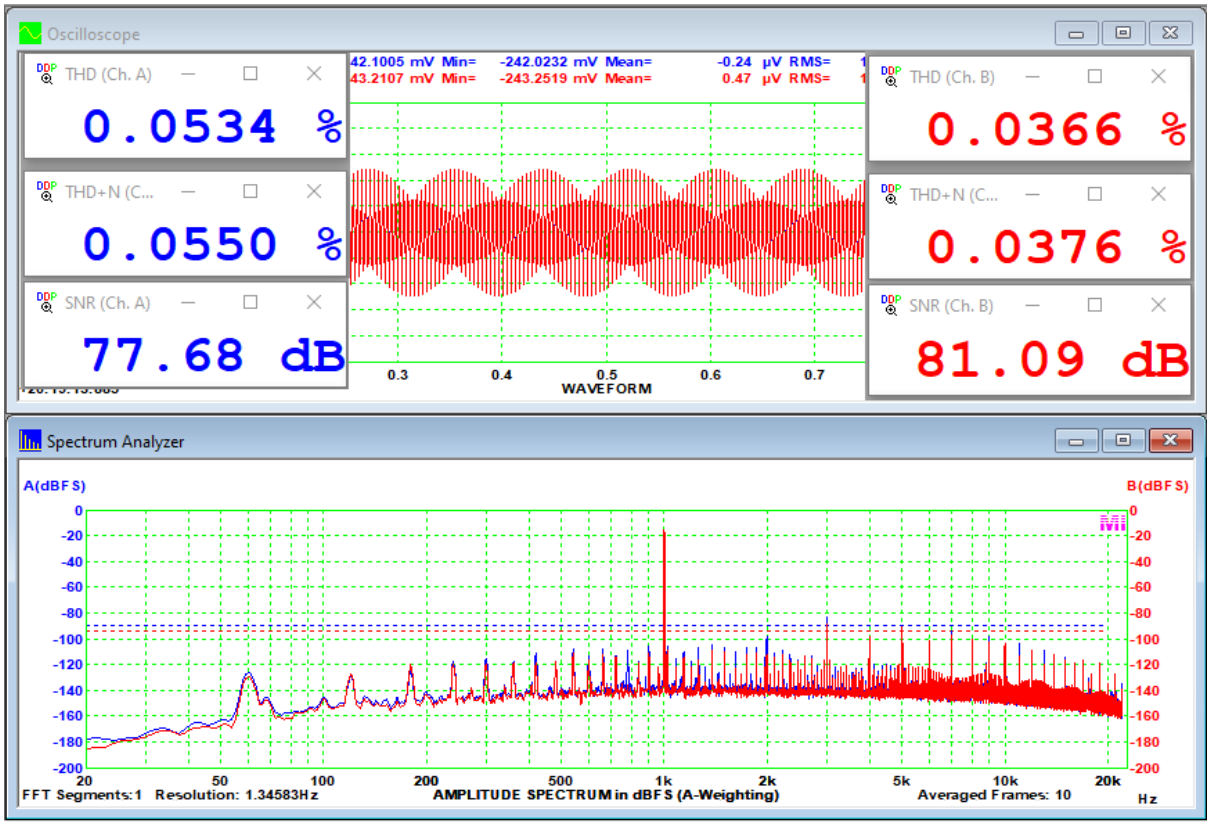
Em 8Ω, com ambos os canais em carga, a 1kHz, forneceu 103W no limite do ceifamento



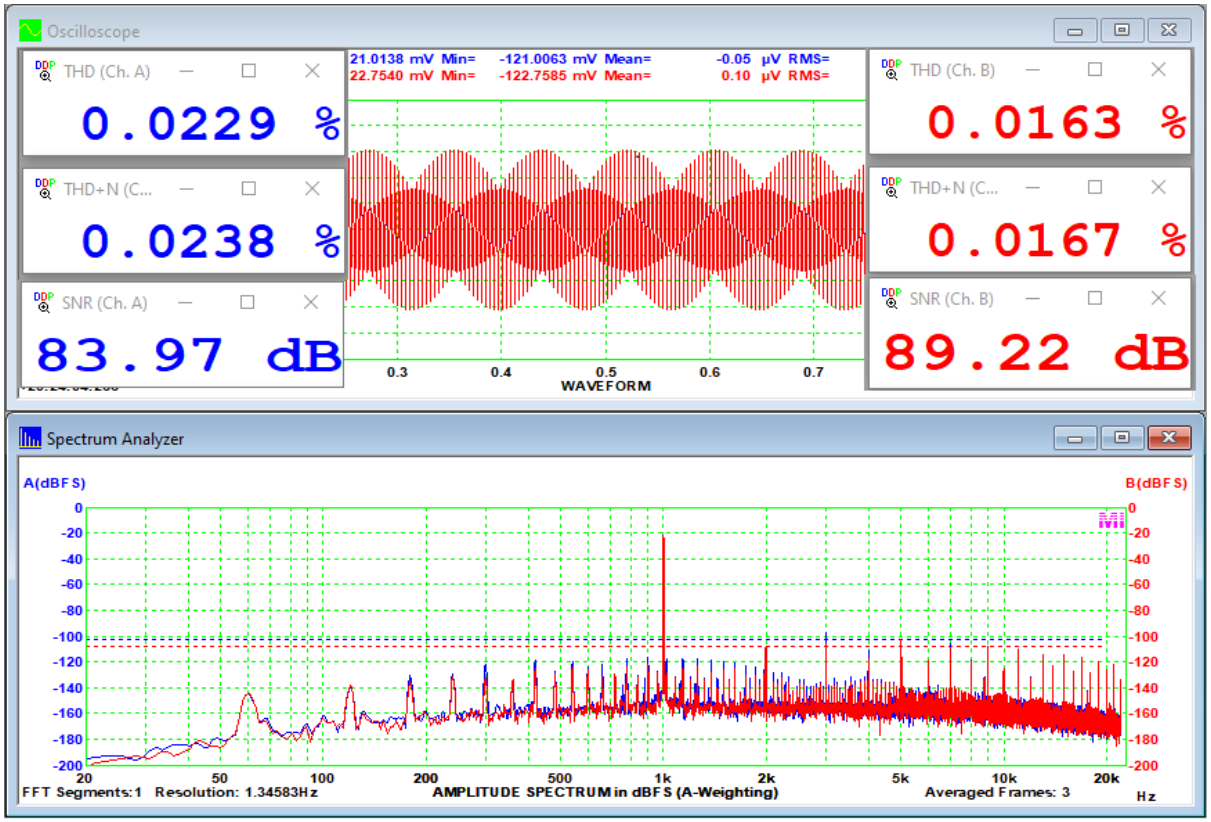
Em 4Ω, com ambos os canais em carga, a 1kHz, forneceu 161W no limite do ceifamento

Como está constando no manual, medimos também a potência com apenas um canal em carga, e obtivemos **119W** em 8Ω e **189W** em 4Ω, nas mesmas condições. Valores compatíveis com os divulgados.

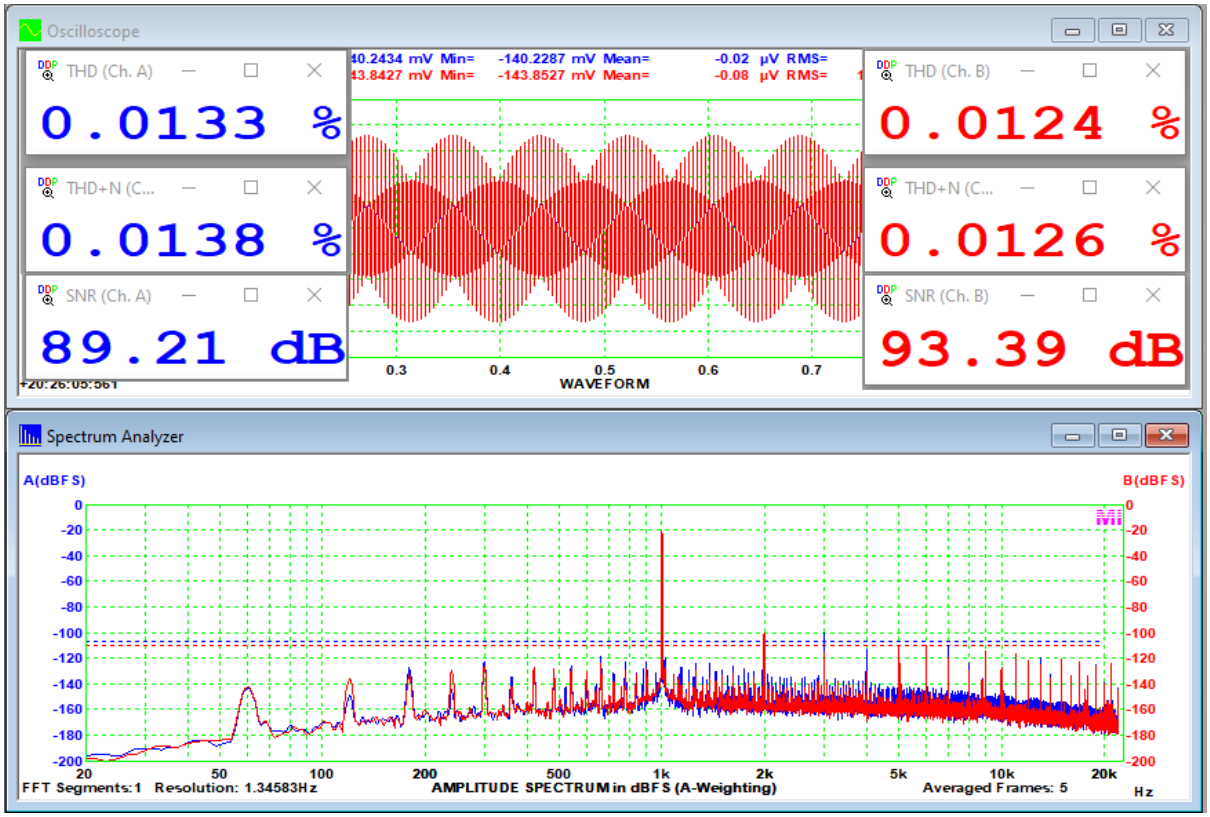
Trata-se de um amplificador potente, com as especificações correspondendo ao que foi medido. O consumo total medido foi de 313VA em 8Ω e de 528VA em 4Ω, com alta eficiência, como esperado pelo tipo de circuito. Esse amplificador trabalha sem aquecimento excessivo em regime musical, mostrando tratar-se de um bom projeto de engenharia nesse quesito.



Distorção harmônica total a 1kHz, 8Ω, 1W – Ambos os canais em carga

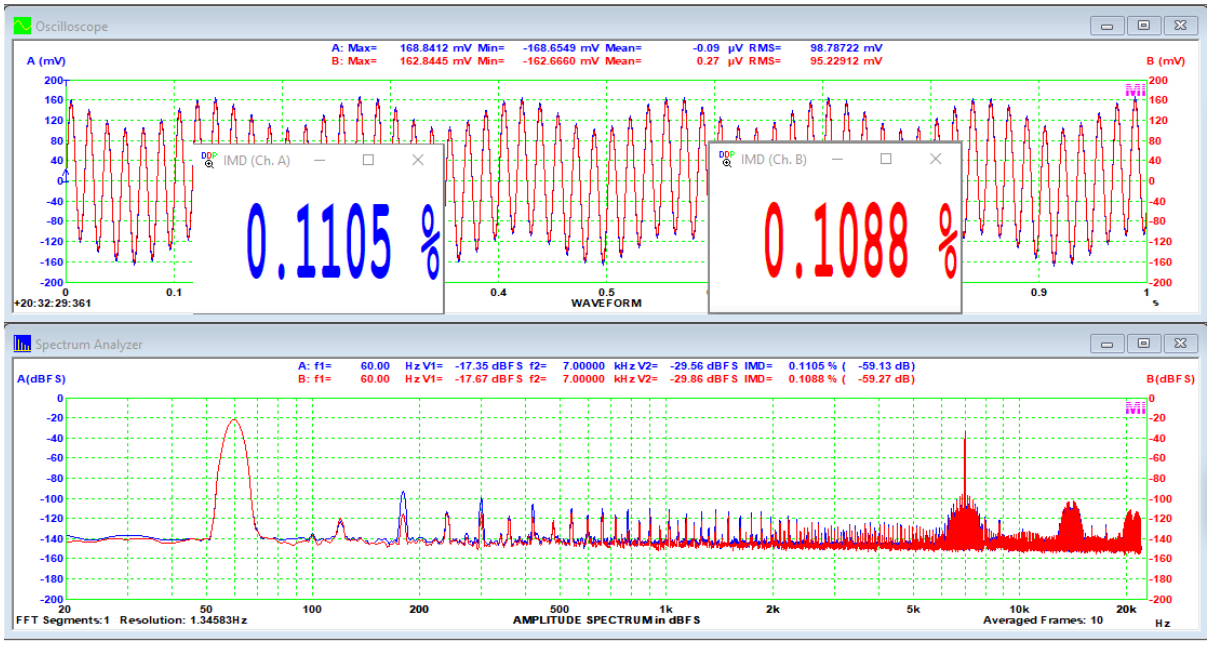


Distorção harmônica total a 1kHz, 8Ω, 10W – Ambos os canais em carga

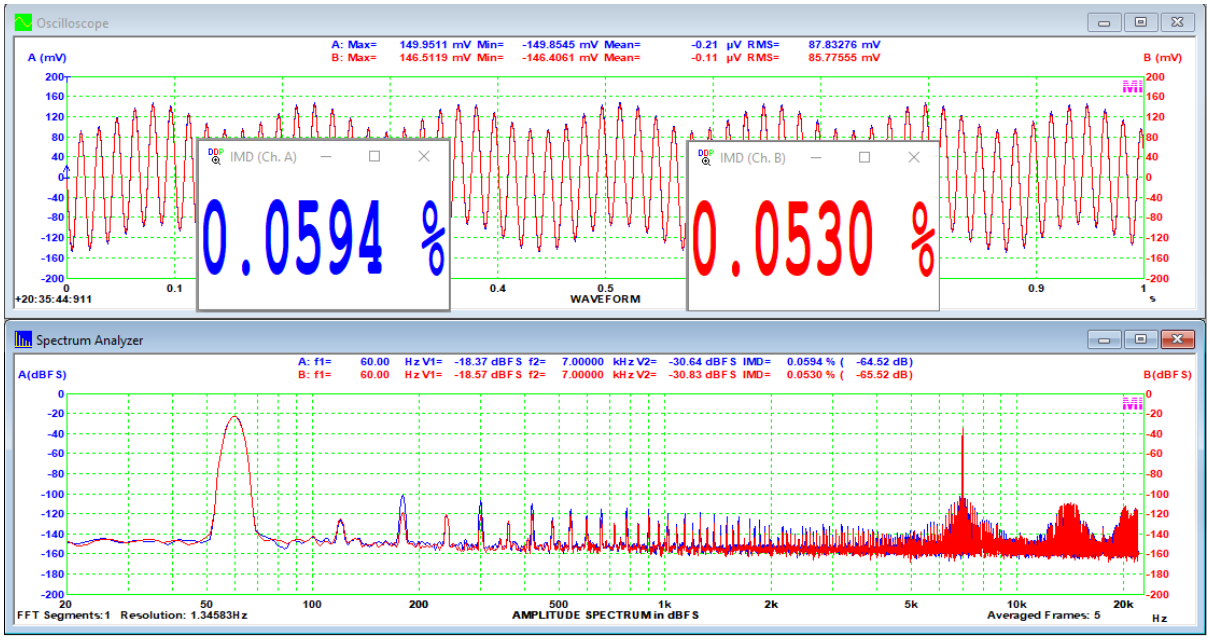


Distorção harmônica total a 1kHz, 8Ω, 100W – Ambos os canais em carga

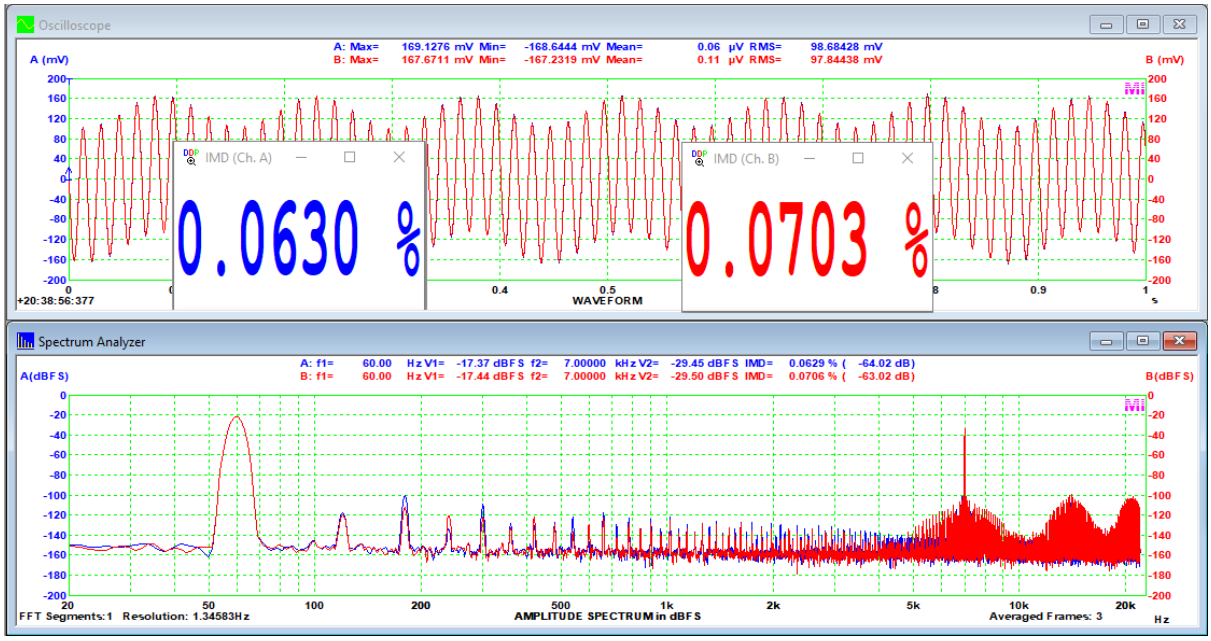
Valores de DHT e DHT+ruído melhores que o divulgado, à exceção das medidas a 1W, que são muito boas também. Relação sinal ruído muito boa e compatível com a qualidade do amplificador.



Distorção por intermodulação SMPTE, 8Ω, 1W – Ambos os canais em carga

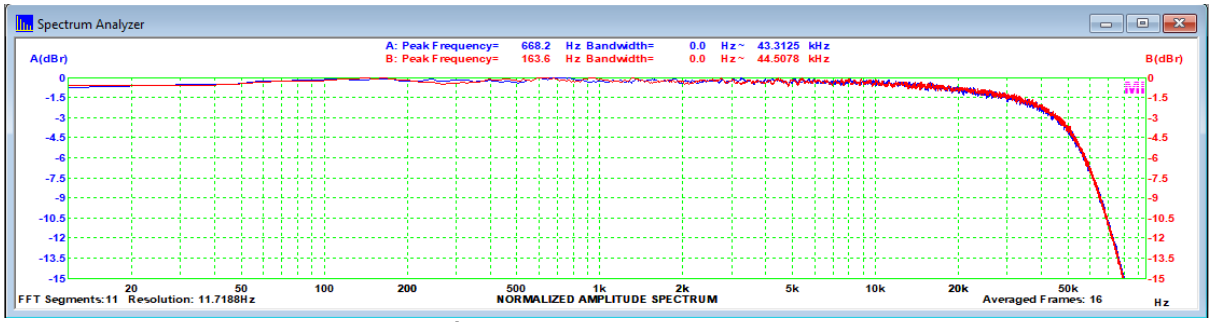


Distorção por Intermodulação SMPTE, 8Ω, 10W – Ambos os canais em carga



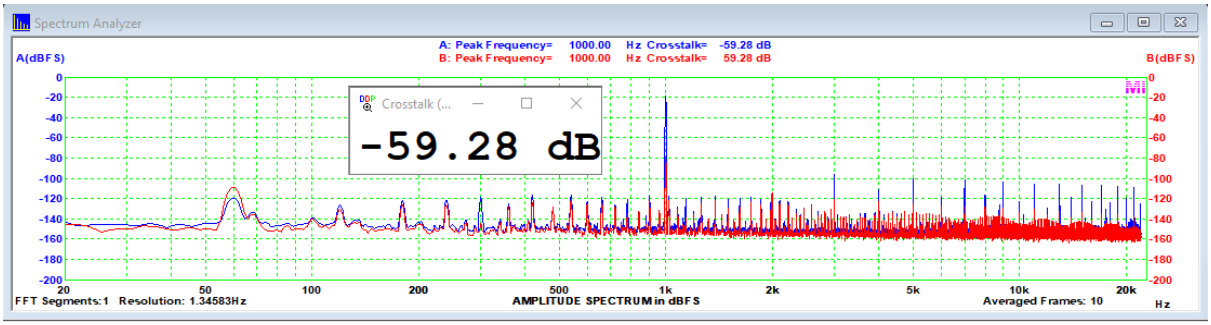
Distorção por intermodulação SMPTE, 8Ω, 100W – Ambos os canais em carga

Valores de DI mais altos que os divulgados, mas bons, inferiores, no geral, a 0,1%



Resposta em frequência, 8Ω, 1W – Ambos os canais em carga

Resposta praticamente plana dentro da faixa audível, sendo que a banda passante, medida com gerador de sinais e osciloscópio, alcançou 83kHz nas mesmas condições. O limite inferior foi de 1Hz, sendo que na verdade não caiu praticamente nada – em 1Hz a proteção DC foi acionada. Este amplificador deve ser usado com filtro subsônico e tem excelente resposta em baixas frequências. A proteção DC é efetiva.



Diafonia (Crosstalk) a 1W, 1kHz, 8Ω – Ambos os canais em carga

A diafonia poderia ser melhor, dada a construção do aparelho, mas é adequada.

Os demais valores estão sintetizados na tabela abaixo, junto com as melhores medições das características definidas no manual e mostradas acima. São muito bons.

	Bancada	Manual
Potência de Saída Contínua em 8Ω a 1kHz (ambos os canais) - Limite do Ceifamento	103W	104W
Potência de Saída Contínua em 4Ω a 1kHz (ambos os canais) - Limite do Ceifamento	161W	152W
Distorção Harmônica Total a 1kHz/8Ω 1W	0,037%	Não Informado
Distorção Harmônica Total a 1kHz/8Ω 10W	0,016%	Não Informado
Distorção Harmônica Total a 1kHz/8Ω 100W	0,013%	0,030%
Distorção por Intermodulação padrão SMPTE/8Ω 1W	0,109%	0,08% (250mW)
Distorção por Intermodulação padrão SMPTE/8Ω 10W	0,053%	Não Informado
Distorção por Intermodulação padrão SMPTE/8Ω 100W	0,063%	0,04%
Relação Sinal-Ruído a 1kHz/8Ω 67W	-96dB	-102dB
Resposta em Frequência de 5Hz a 83kHz a 1W/8Ω	0dB a -3dB	-3dB a -3dB (100kHz)
"Slew Rate"	6,7V/µs	20V/µs
Fator de Amortecimento a a 1kHz/8Ω 1W	93	200
Diafonia (Crosstalk) a 1kHz/8Ω 10W	-59dB	Não Informado

Adicionalmente, após pré-aquecimento, medimos 47 graus Celsius no dissipador principal, em 8Ω a 100W, com senoide em regime permanente, o que é muito bom. Aliás, a eficiência geral do amplificador é muito boa e o circuito utilizado permite baixas taxas de distorção e bastante eficiência. Alta eficiência é algo bom para sonorização e, naquela época, esse equipamento seria uma boa opção para tarefas do tipo.

Conclusões

O ST-200 é um amplificador muito bom, que passei a tarde inteira ouvindo, sem cansar. Construção boa, com bons componentes e com um projeto diferente, de ótimas características técnicas e muito eficiente.

As três últimas análises de amplificadores que realizamos se referem a produtos de fabricantes menores, mas que, à exceção do processo fabril de um deles, são bons produtos. Mostram que, com o devido incentivo e o estímulo adequado à competição, a indústria nacional poderia ter florescido e se tornado mundialmente forte na área de áudio. Criatividade e capacidade não faltavam. De parabéns o Ari e o Manuel pelo muito bom projeto do Tonos ST-200.

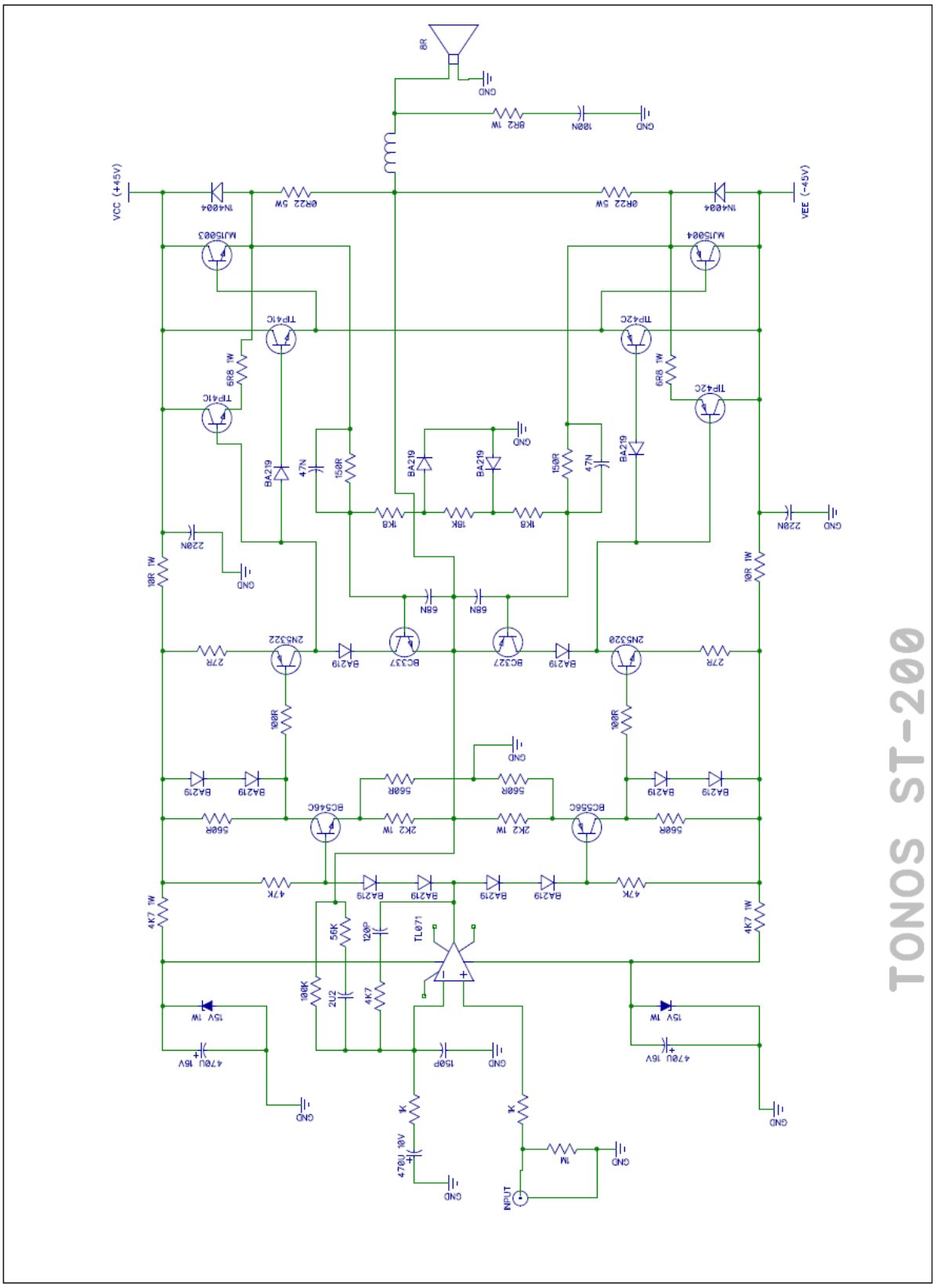


Diagrama esquemático do estágio de potência do amplificador Tonos ST-200

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

Marcelo Yared*

Quando pesquisamos o assunto áudio-amplificação na Internet e nas redes sociais, há sempre opiniões, diversas, e bastante informação disponível.

Absorver informação não é muito diferente de se ingerir alimentos, no sentido de que, se digerirmos algo de má qualidade, ou estragado, no mínimo não nos saciaremos adequadamente e, no limite extremo, poderemos ir desta para melhor. Então, é necessário muito cuidado com o que se lê, se ouve e se vê hoje em dia, pois certas informações e crenças podem sim até matar.

Felizmente, risco de morte elevado não é o caso de áudio-amplificação moderna, em baixa potência, na maioria das vezes. **Apesar disso, é recomendável, sempre, se ter cautela quando se mexe com eletricidade. Tais cuidados têm que ser redobrados quando se trabalha com válvulas termiônicas. Estas últimas trabalham com tensões que podem sim, matar. Recomendamos, sempre, buscar auxílio qualificado ou mesmo evitar tais circuitos, sem o treinamento adequado.**

Dito isto, vamos ao que interessa, que é aproveitar as informações disponibilizadas pelo professor Álvaro Neiva no artigo “Amplificador Para Fones. Ou Será Mais? ” e oferecer “algo mais”. No artigo citado, aprendemos que amplificadores que trabalham em classe A, com seus dispositivos de saída ativos nos 360 graus de excursão do sinal, apresentam, teoricamente, as melhores características no que se refere à linearidade da amplificação, com menor distorção, particularmente em pequenas excursões.

Essa maior linearidade tem um custo: energia, dissipada na forma de calor. Na melhor das hipóteses, um amplificador em classe A, em sua forma canônica, irá apresentar eficiência global máxima de 50%, sendo que, com sinais e regimes musicais, ela é muito menor. Sem sinal, praticamente toda a potência disponibilizada pela fonte de energia do amplificador será dissipada nos dispositivos de saída.

Em resumo, amplificadores em classe A esquentam muito, e não devem ser confundidos com os produtos de marquetingue das décadas de 1980 a 1990, com seus nomes lembrando, vaga ou diretamente, aquela classe de amplificação (Super A, Class AA, A^+ etc). Estes não alcançam a linearidade de um amplificador em classe A e nem esquentam como ele, em regime permanente.

Essas características, a baixa eficiência e o consequente alto nível de calor gerado, são os motivos desses amplificadores não serem populares, principalmente numa quadra da história da humanidade em que a energia custa caro, porque, além de gastar energia inutilmente em calor, em condições normais esse calor tem que ser

***Engenheiro Eletricista**

dissipado do ambiente e, para fazer isso, normalmente gasta-se mais energia ainda, com ventilação ou refrigeração. Talvez na Sibéria isso não seja problema, mas no Brasil é, com certeza.

Uma segunda questão que surge é a seguinte: essa melhor linearidade (maior fidelidade) compensa em relação às atuais tecnologias, ditas aquelas a partir da década de 1970?

Sabemos que hoje há amplificadores das mais diversas topologias e classes de operação que são reconhecidamente eficientes e de altíssima fidelidade. Há cinquenta anos atrás a realidade era outra e a transição para o estado sólido trouxe para a amplificação sonora ganhos expressivos em qualidade objetiva e eficiência, além de outras vantagens. De fato, na década de 1970 já havia materiais e tecnologia para a produção desses equipamentos. A pesquisa e o trabalho diligente dos engenheiros, físicos e outros especialistas, desde então, nos permitiu alcançar o estágio atual de tecnologia e qualidade.

Nosso foco, aqui, é nos amplificadores em classe A; apresentar um amplificador que trabalhe nessa classe e compará-lo com os modernos em classe B. Trataremos de amplificadores em outras classes no futuro.

Com as informações deste artigo, dividido em duas partes, você poderá montar um amplificador em classe A ou em classe B, com potência entre 20 watts e 25 watts no primeiro caso e para até uns 75 watts, no segundo caso, ambos em 8Ω.

As referências principais utilizadas aqui são os excelentes livros, de Douglas Self, o ***Audio Power Design Handbook***, em sua 6ª edição, e o ***Designing Audio Power Amplifiers***, de Bob Cordell, em sua 2ª edição, leituras mais que recomendadas para quem deseja realmente entender do assunto amplificadores de áudio.

E, finalmente, da mesma forma como cito aqui as referências que auxiliaram na confecção deste amplificador, as eventuais cópias ou adaptações dele, para fins não comerciais, não são proibidas, apenas devendo ser citada a fonte, ok?

Começando... pelo fim...

Como já demonstrado pelo professor Álvaro, amplificadores em classe A são ineficientes e dissipam muito calor. Potências elevadas, maiores que, digamos, 20 watts por canal em amplificadores em classe A estereofônicos necessitam dissipar normalmente mais que 100 watts na forma de calor, tornando o produto muito caro em todos os sentidos. Desta forma, começaremos pelo fim: qual potência de saída poderemos disponibilizar de uma forma razoável, para um amplificador classe A, e que seja viável para o leitor comum poder montar e ouvir suas músicas naqueles dias mais frios do ano?

De experiência própria, sabemos que de 50W a 60W podem ser dissipados de forma contínua por um par de transistores de potência modernos, com um bom dissipador.

As contas para se achar o dissipador adequado não são complexas para equipamentos comuns e, para quem quiser saber mais sobre como fazer, há vários links úteis na Internet, tais como:

http://hamello.com/PDF/DissipadoresdeCalor.pdf

http://www4.pucsp.br/~elo2eng/Dissipadores.pdf

https://www.feis.unesp.br/Home/departamentos/engenhariaeletrica/lepnovo/material-dosalunos/aula-09-calculo-termico.pdf

Caso o leitor queira ir mais a fundo, outras referências serão muito úteis, entre elas:

- Design and Analysis of Heat Sinks, Kraus Bar-Cohen;
- Advanced Thermal Design of Electronic Equipment, Ralph Remsburg.

Voltemos ao nosso caso, então.

Para termos um amplificador que caiba nas nossas possibilidades de projeto, já sabemos que a potência que o mesmo deverá fornecer deve ser de uns 20W em 8Ω de carga, a melhor eficiência para esta classe ocorre em circuitos do tipo “push-pull”, com dois componentes ativos na saída.

Nesta primeira parte do projeto, cuidaremos da parte mecânica e térmica, principalmente do dissipador de calor principal, bem como faremos as medições para verificar o comportamento do circuito. Na segunda, trataremos do esquema elétrico, placa impressa etc. Como já havíamos escrito, começamos pelo fim...

Estágio de saída.

Nosso circuito é convencional, utilizando-se de três estágios, com a saída em simetria complementar, em seguidor de emissor. Essa configuração permitirá, mediante simples ajuste da corrente de repouso, variar a classe do amplificador, e, desta forma, verificar a mudança de comportamento, se há grande vantagem de uma classe em relação à outra etc.

Para responder à nossa segunda pergunta, resolvemos utilizar apenas componentes disponíveis no Brasil na década de 1970 e 1980, ou seja, saberemos se é possível boa performance com componentes mais antigos.

Obviamente, o leitor poderá sofisticar o projeto e utilizar transistores mais modernos, se achar necessário.

Para nosso estágio de saída, utilizaremos o velho e consagrado par TIP3055/TIP2955, que vem a ser a versão em encapsulada em plástico do veterano par 2N3055/MJ2955, com menor potência máxima admissível. Outro par da época, que pode ser usado, com vantagens, é o TIP35B/TIP36B, ou C, ambos “carne de vaca” hoje em dia no comércio e disponíveis há 40 anos, pelo menos.

No datasheet dos primeiros, temos as seguintes informações úteis:

TIP3055 (NPN), TIP2955 (PNP)

Complementary Silicon Power Transistors

Designed for general–purpose switching and amplifier applications.

Features

- DC Current Gain –
  h_{FE} = 20–70 @ I_C = 4.0 Adc
- Collector–Emitter Saturation Voltage –
  $V_{CE(sat)}$ = 1.1 Vdc (Max) @ I_C = 4.0 Adc
- Excellent Safe Operating Area
- These are Pb–Free Devices*

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector – Emitter Voltage	V_{CEO}	60	Vdc
Collector – Emitter Voltage	V_{CER}	70	Vdc
Collector – Base Voltage	V_{CB}	100	Vdc
Emitter – Base Voltage	V_{EB}	7.0	Vdc
Collector Current – Continuous	I_C	1 5	Adc
Base Current	I_B	7.0	Adc
Total Power Dissipation @ T_C = 25°C Derate above 25°C	P_D	90 0.72	W W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	–65 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction–to–Case	$R_{\theta JC}$	1.39	°C/W
Thermal Resistance, Junction–to–Ambient	$R_{\theta JA}$	35.7	°C/W

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

ON Semiconductor®

http://onsemi.com

15 AMPERE POWER TRANSISTORS COMPLEMENTARY SILICON 60 VOLTS, 90 WATTS



SOT–93 (TO–218)
CASE 340D
STYLE 1



TO–247
CASE 340L
STYLE 3

NOTE: Effective June 2012 this device will be available only in the TO–247 package. Reference FPCN# 16827.

ORDERING INFORMATION

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

Vemos que a tensão máxima suportada pelo par é de 60VCC. Para um amplificador que forneça 20 watts contínuos em 8Ω, a excursão do sinal sobre a carga será de aproximadamente 2,83*√(20W*8Ω), ou seja, uns 36 volts pico-a pico. Como utilizaremos simetria complementar com acoplamento direto à carga, utilizaremos uma fonte simétrica que forneça um pouco mais que esse valor, em função das perdas e do V_{CE} mínimo necessário para o funcionamento dos transistores (aproximadamente 1V de V_{CEsat}, pelo datasheet); com 18V de excursão por malha e mais uns 4 para os demais valores, 22VCC simétricos devem bastar, ou seja, 44V no total.

Então nosso venerando par 3055/2955 atende ao critério da tensão, pois suporta, no mínimo, 60V entre coletor e emissor.

A corrente mínima que eles devem suportar é aproximadamente a de pico sobre a carga, assim, I_{pico}, para 8Ω, deve ser 1,414*√(20W/8Ω), ou aproximadamente 2,24A. Os velhinhos suportam, a 25C, até 15A, um par deve ser suficiente, então.

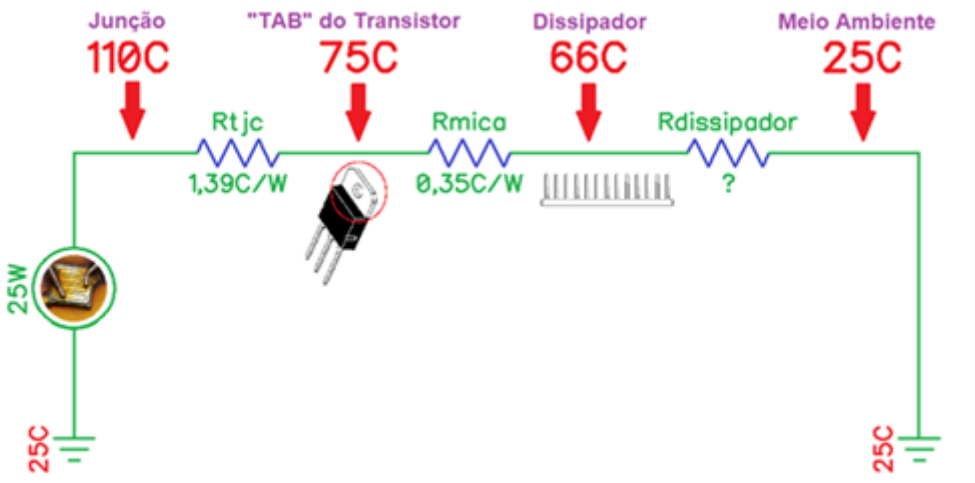
Falta ver se a potência máxima a ser dissipada está dentro de sua área segura de operação. Na condição quiescente, a pior para classe A, a corrente será a metade da corrente de pico na saída, assim, temos que a potência dissipada em cada transistor de saída será aproximadamente (2,24A/2)*22VCC, ou ≈ 25W. É bastante potência. Vejamos se um par dá conta:

Cada transistor, a 25C em seu "tab" metálico, dissipa 90W, sendo que para cada grau a mais essa capacidade cai em 0,72W. como queremos ter margem de segurança sobre a máxima temperatura da junção desses transistores, que é de 150C, arbitramos 110C máximos na junção, por segurança, logo, a temperatura deverá subir, no máximo, (110C – 25C) = 85C, o que reduzirá a capacidade de dissipação dos transistores.

Vejamos então o tamanho do dissipador que será necessário para, a 25C de temperatura ambiente, manter a junção desses transistores a, no máximo, 110C.

Das referências apresentadas, montamos o seguinte circuito térmico para um transistor acoplado firmemente a um dissipador, com um isolante de mica ou material similar:

Com as informações que temos, poderemos então determinar a resistência térmica de nosso dissipador, para cada transistor, lembrando-se de que, se ele for comum aos dois transistores de saída, deverá ter a metade da resistência térmica calculada; se forem 4, um quarto e assim sucessivamente.



Se a resistência térmica total máxima admitida (R_{th}) é ($T_{junção}$–$T_{ambiente}$)/25W, então,

R_{th} = 3,4C/W.

Logo, 3,4C/W = (1,39 + 0,35 + $R_{dissipador}$), então $R_{dissipador}$ = **1,66C/W**

Se quisermos utilizar um dissipador para cada par de transistores de saída, deveremos utilizar um dissipador com metade dessa resistência térmica, ou seja, **0,83C/W**, no máximo.

Agora podemos ver também se os nossos valentes TIPs “aguentam o tranco”, sob o aspecto de sua dissipação máxima.

Do datasheet temos:

Total Power Dissipation @ T_C = 25°C Derate above 25°C	P_D	90 0.72	W W/°C

Do circuito térmico vimos que a temperatura do case (TAB) alcançará 75C, então,

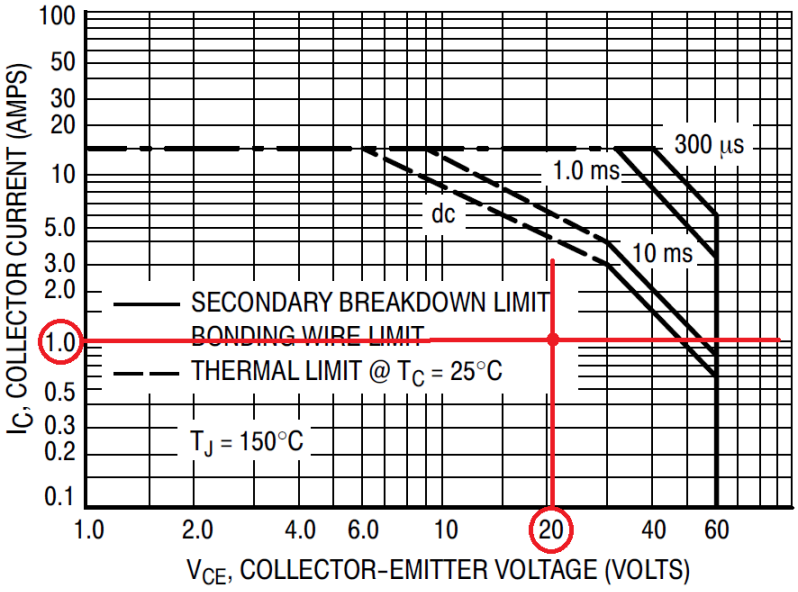
90W – (75C – 25C)*0,72W/C = **54W**,

Na condição proposta, cada transistor dissipará 25W, então temos uma boa margem de segurança.

Observem, entretanto, que um dissipador deste porte, nesta condição, ficará bem quente, alcançando 66C, o que nos diz que cuidados terão que ser tomados em relação ao seu isolamento, pois é uma temperatura já elevada.

Os cálculos e o circuito térmico acima são os básicos para, de forma simples especificar dissipadores, levando-se em conta condições constantes, como é o caso de amplificadores em classe A em condição quiescente. Para outras classes, segue-se o mesmo princípio e devem ser levados em conta o regime musical e a eficiência. De uma forma geral, os dissipadores para amplificadores em classe B, G e H podem ser bem menores. As referências dos links podem ajudar nessa tarefa.

Agora vamos dar uma olhada na curva SOA de nossos transistores, para vermos se as condições de projeto são compatíveis com seu uso (22VDC e 1,1A).



Na condição quiescente tudo OK. O ponto de operação encontra-se dentro da área de operação segura. Nossos velhinhos devem dar conta. Vão esquentar bastante, mas devem funcionar.

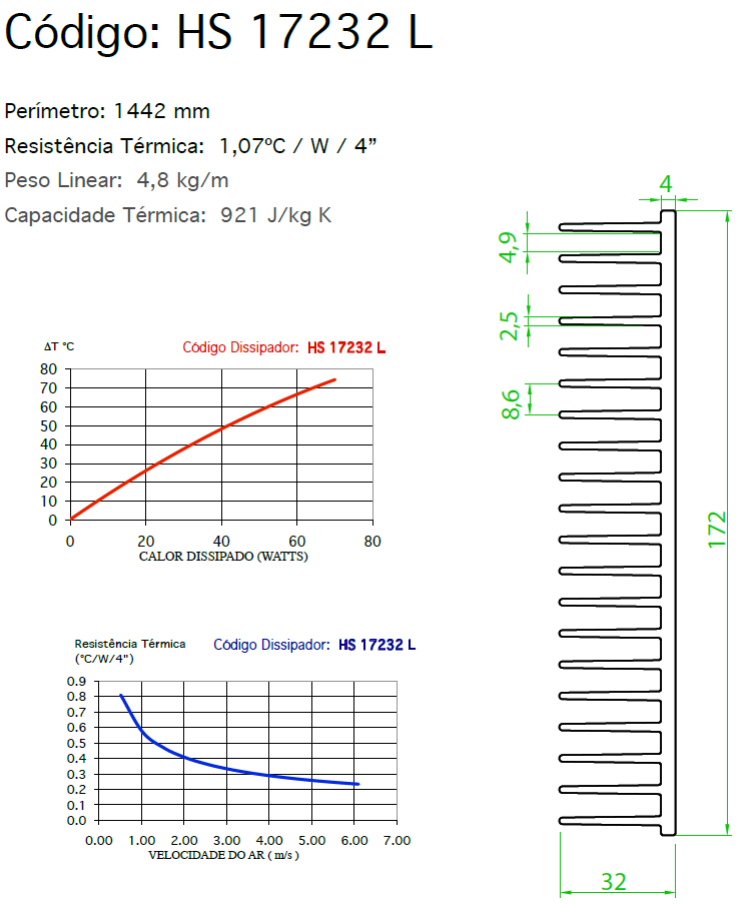
Escolha do dissipador dos transistores de saída

Já sabemos que $R_{dissipador}$ = 0,83/W, então, resta agora procurar um que seja adequado para a aplicação.

Na internet encontramos diversos catálogos de dissipadores padrão e alguns são bem detalhados, com boa informação. Escolhi o da HS dissipadores, que é bem completo e apresenta os fatores de correção para ajuste, pois os divulgados têm como referência de comprimento 4 polegadas (aproximadamente 10cm). Para outros comprimentos há necessidade de correção, bem como ajuste em função da altitude em relação ao nível do mar.

Tenho em minha sucata um bom dissipador, comprado da Brasele, há 30 anos, que tem as mesmas dimensões que o modelo abaixo.

As curvas apresentadas são as dos perfis de 4 polegadas, com resistência térmica de 1,07C/W. Nosso perfil tem 25cm, é bem mais longo. Vejamos o quanto ele teria de resistência térmica, então, com as correções previstas no catálogo da HS (páginas 4 a 6).



Correção pela diferença de temperatura ambiente - para $T_{ambiente}$=25C e $T_{dissipador}$ igual a 66C, o fator de correção é de 1,17.

Correção pelo comprimento – Para o dissipador de 25cm de comprimento o fator de correção é de 0,67.

Para a altitude, considerando-se que a cidade onde residimos está 1000m acima do nível do mar, o fator de correção é na diferença de temperatura é de aproximadamente 8%.

Então, para o nosso caso, a diferença de temperatura do dissipador passa a ser, corrigida, de (66C-25C) * 1,08 ≈ 45C, o que altera o fator de correção de temperatura do perfil de 1,17 para 1,13, aproximadamente.

Nosso perfil apresentará uma resistência térmica estimada de 1,07C/W*1,13*0,67 = **0,81C/W.** Menor que a mínima necessária. Deve servir.

Este é o perfil.



Observem seu tamanho, comparado com um lápis comum. Até agora vocês viram as duas grandes dificuldades quando tratamos de amplificadores classe A.

Sem ventilação forçada, há a necessidade de duas dessas peças, bastante grandes, para um amplificador estereofônico de 40 watts, que irá produzir bastante calor no ambiente e consumir, sem produzir som, 100W. Alguns fabricantes utilizam ventilação forçada em seus modelos em classe A, mas ela pode agregar ruído quando mais o amplificador necessita dela e o ambiente não, sem sinal. De qualquer forma, se observarmos o gráfico de resistência térmica versus velocidade do ar nas especificações do perfil utilizado, veremos que ventilação forçada reduz significativamente a resistência térmica de dissipadores, chegando, no caso de nosso perfil, a reduzir a ¼ de seu valor com convecção natural. É uma boa solução de engenharia.

Mas vamos em frente, ou melhor, como começamos pelo fim, vamos retroceder.

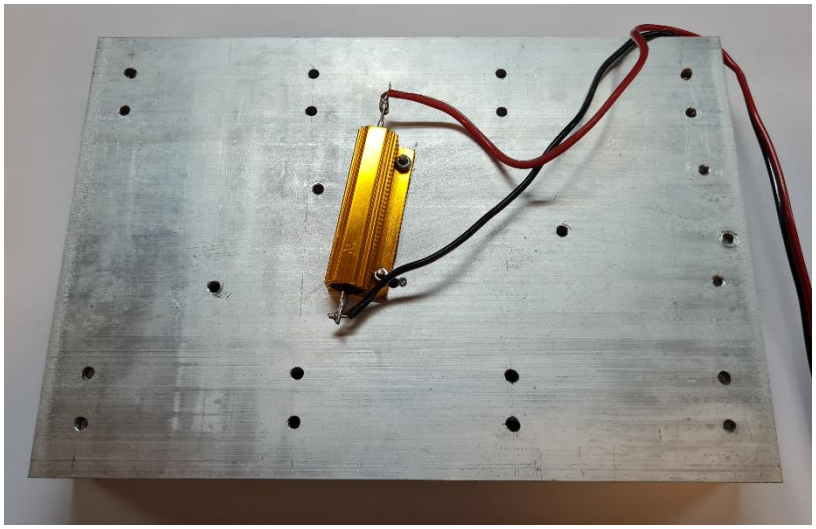
Agora que sabemos que nosso perfil de alumínio da sucata pode ser usado no amplificador, vamos preparar a montagem do circuito eletrônico, verificar seu funcionamento e colocá-lo no perfil, para os devidos testes.

Temos, então, uma nova pergunta que merece atenção: o perfil é grande, tem uma área útil de 425cm^2 para colocação dos transistores. Onde eles devem ser colocados, e em qual disposição?

Outro aspecto importante quando montamos amplificadores que dissipam muito calor é a correta colocação dos transistores de potência nos seus dissipadores. Alumínio é caro e uma colocação incorreta pode obrigar o uso de dissipadores maiores, o que encarece e dificulta a montagem final do equipamento.

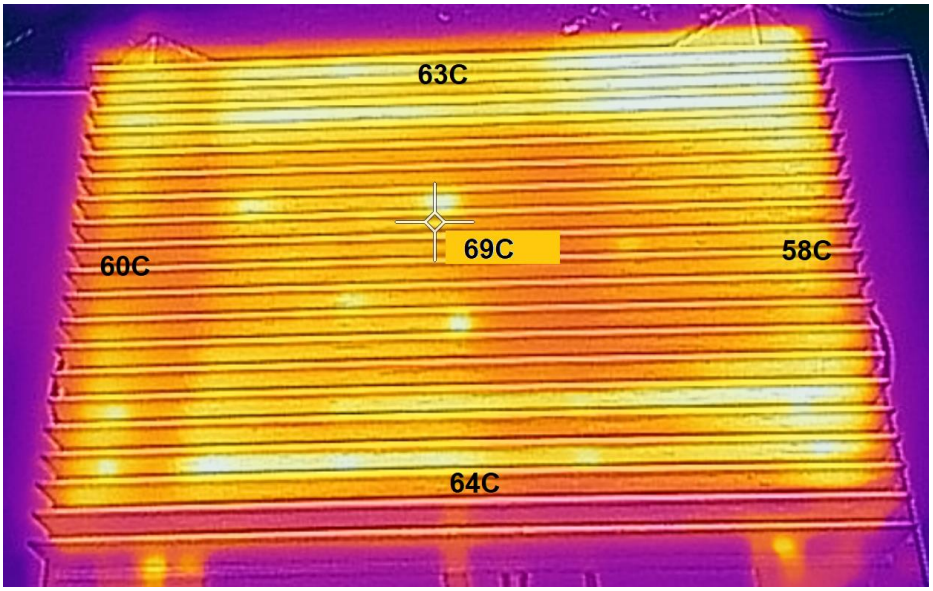
Nosso perfil pode ser considerado um retângulo em uma de suas faces, e é nela que colocaremos os transistores de potência.

De posse de um resistor de 8Ω@100W, com carcaça metálica aparafusável, e de uma fonte de tensão, montamos a seguinte gambiarra, para aquecer o perfil com os 50W previstos em nosso projeto:



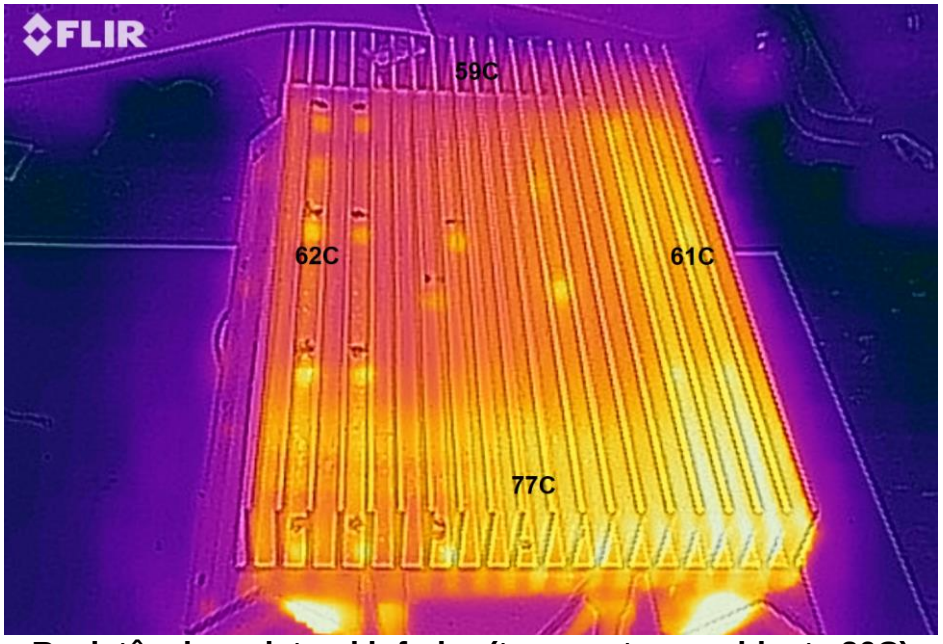
Com ela, poderemos medir as temperaturas nas várias regiões do perfil e estabelecer qual é o melhor posicionamento para nossos transistores de potência.

O resistor foi colocado ao centro, depois na lateral direita e finalmente acoplado a uma cantoneira de alumínio grosso, que foi atarraxada ao centro do perfil, para permitir a mudança de posição da placa impressa, se necessária. A medições foram feitas com as aletas para cima, com o perfil distante 15cm da bancada. Vejamos os resultados:



Resistência no centro (temperatura ambiente 25C)

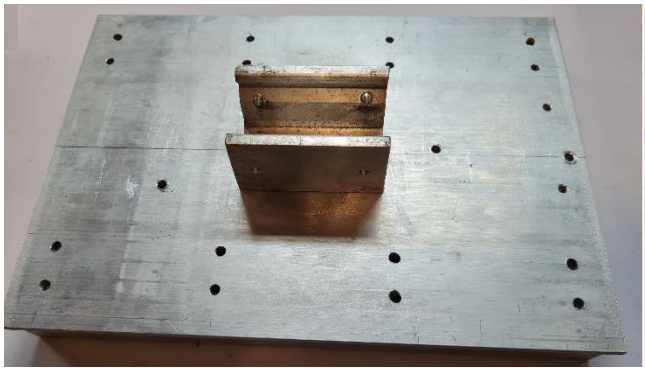
Há boa distribuição de calor no perfil inteiro. O FLIR depende da refletividade do material, assim, a sujeira nas aletas (que afeta também a capacidade de dissipar calor), altera a coloração da imagem. Fizemos medições com um termômetro digital, adicionalmente. A temperatura na resistência atingiu 78C.

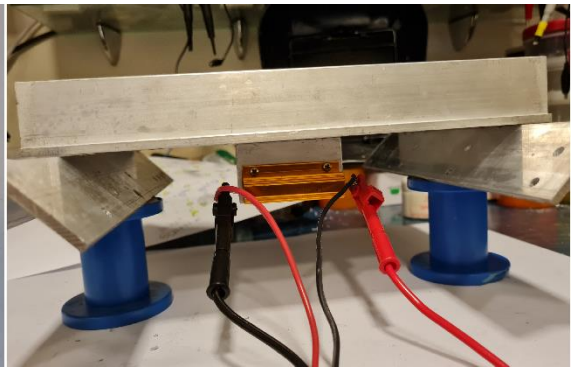


Resistência na lateral inferior (temperatura ambiente 26C)

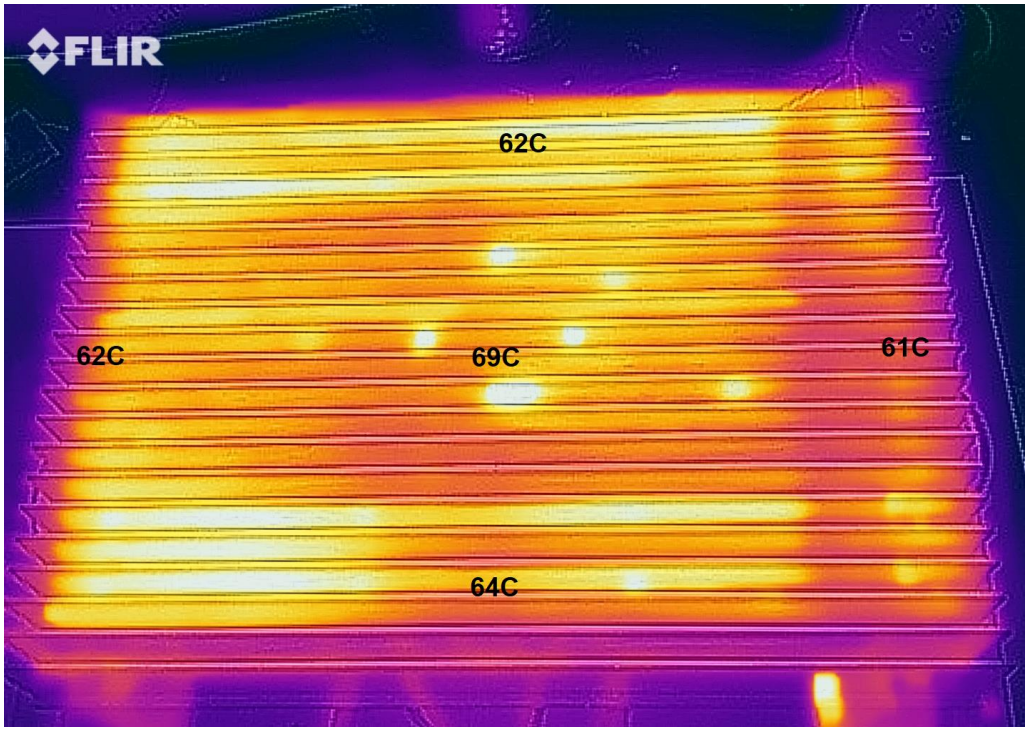
Neste caso, o lado do perfil onde a resistência foi colocada tem expressivo aumento de temperatura e a distribuição de calor não é uniforme. A temperatura da resistência atingiu 91C, o que nos diz que, em perfis longos, os cantos, apesar de serem estética e mecanicamente melhores de utilizar, não são os locais mais adequados para se posicionar elementos que se aquecem.

Para o teste com a cantoneira, preparamos a seguinte montagem:





Observem que a cantoneira é grossa, e, assim, deve transferir adequadamente, por condução, o calor gerado na resistência para o dissipador principal. Deve ser bem aparafusada e colocada graxa de silicone, bem como sua superfície de contato deve estar lisa e limpa.

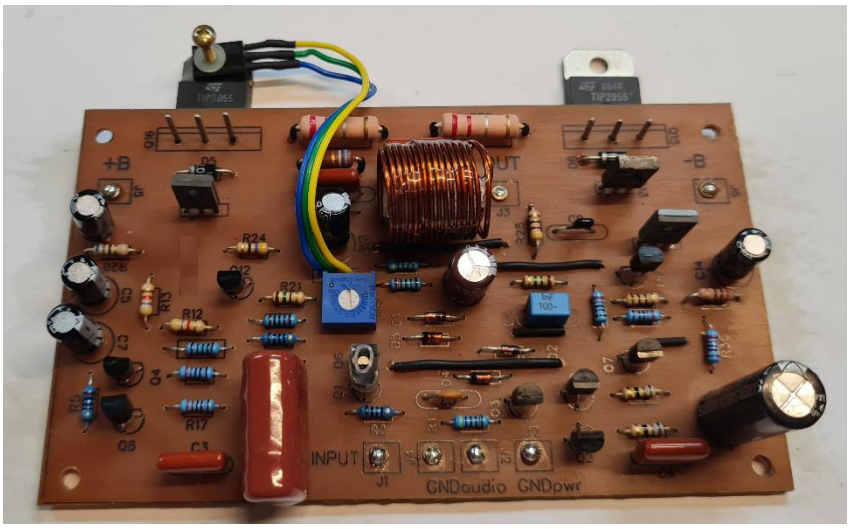


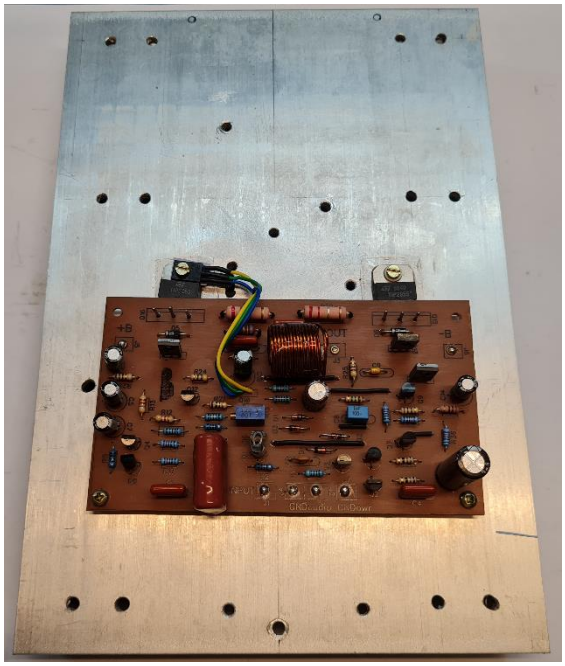
Resistência na cantoneira (temperatura ambiente 25C)

Os resultados mostram que a cantoneira teve pouca influência na transferência de calor para o dissipador e é uma boa solução para montagens que requeiram que o circuito esteja perpendicular ao dissipador. Cantoneiras com boa espessura (uns 3mm ou mais) e com boa área de contato são suficientes.

Montagem do amplificador no dissipador

Continuando em nossa jornada invertida, agora que sabemos onde e como colocar nosso amplificador no dissipador adequado, passamos à sua montagem no perfil e às primeiras medições e ajustes. O amplificador do projeto é este, abaixo, um clássico seguidor de emissor de três estágios:



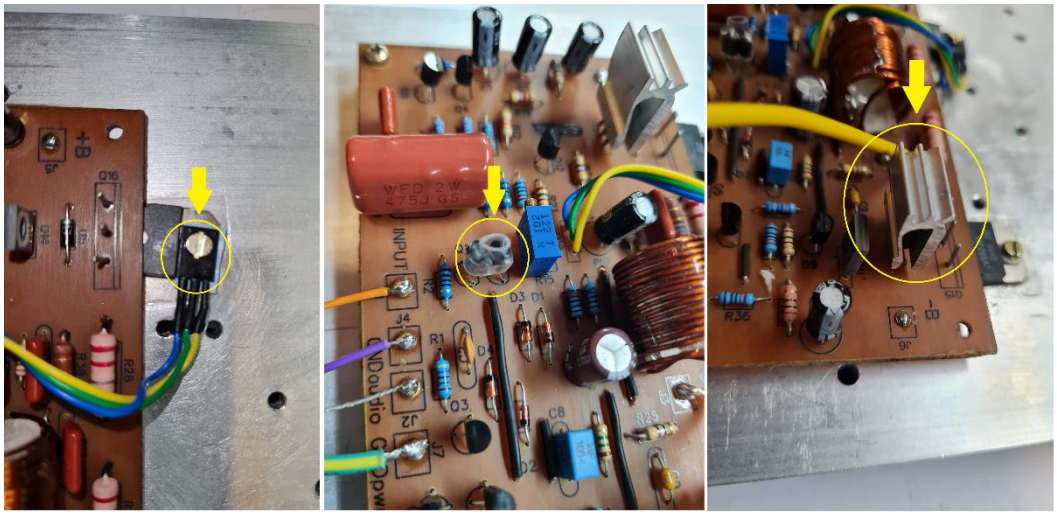


E que foi colocado no perfil, na posição central, acompanhando o sentido vertical das aletas, pois seu uso será na vertical.

Na montagem foram tomados alguns cuidados, especialmente por se tratar de um circuito que trabalhará com temperaturas mais altas e, nesta classe de amplificação, o controle de corrente e a correta dissipação de calor são fundamentais.

O primeiro foi a colocação do transistor de controle de corrente de repouso (Q10) acoplado a um dos transistores de saída, em seu “tab”, que é o melhor lugar para coleta das variações térmicas para estabilização do circuito. Em transistores com encapsulamento TO-247, a posição seria a mesma, no furo de fixação, sem necessidade de isolador. Neste caso, como o encapsulamento é TO-218, foi necessária a colocação do isolante, como pode ser visto abaixo.

O segundo foi unir os dois transistores do estágio diferencial de entrada (Q1 e Q6) com um espaguete termo retrátil, para melhor equilíbrio de suas temperaturas, e, finalmente, foram colocados pequenos dissipadores do tipo “clip” nos “drivers” do estágio de saída (Q13 e Q14).

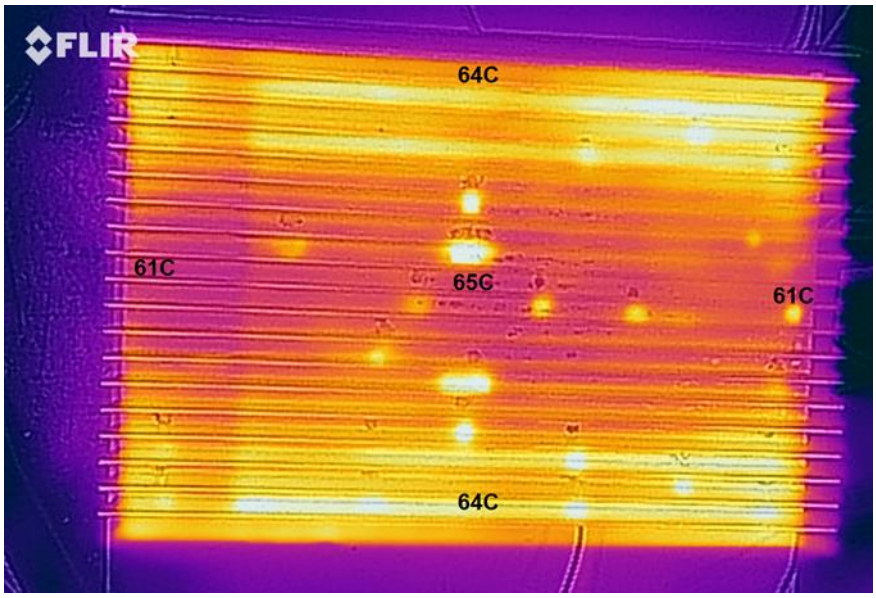


É bom lembrar de que quanto melhor for o acoplamento térmico, melhor será a estabilidade e o desempenho do circuito. Os parafusos de fixação devem estar bem apertados e firmes.

Testes iniciais

Para os ajustes iniciais, o amplificador foi alimentado por uma fonte estabilizada fornecendo 22V simétricos e com as aletas do dissipador voltadas para cima.

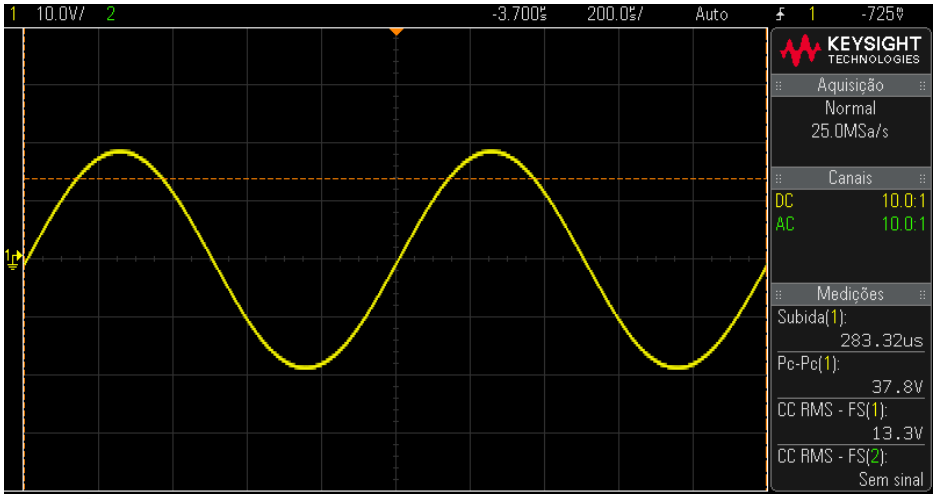
Inicialmente, o ajuste da corrente de repouso foi feito a frio em 1,15A, valor aproximado para a operação em classe A até 20W em 8Ω. Após alguns minutos, já com a temperatura de trabalho estabelecida, o trimpot (R15) foi reajustado e, após mais alguns minutos, com a estabilidade da corrente, passamos aos testes estáticos. Para conferir a adequação de nossos cálculos sobre o dissipador de calor, refizemos as medidas com o amplificador em repouso, com aproximadamente 50W sendo dissipados nele, e obtivemos os seguintes resultados, com a temperatura ambiente de 26C:



Valores consistentes com os calculados e que mostram que a condição quiescente é particularmente difícil para o estágio de saída do amplificador em classe A. A temperatura nos “tabs” dos transistores TIP3055/2955 atingiu 84C, um pouco acima da calculada, o que mostra que a resistência térmica da mica isoladora é um pouco maior que a divulgada no catálogo do fabricante, mesmo com a adição de pasta térmica.

Potência máxima contínua do amplificador

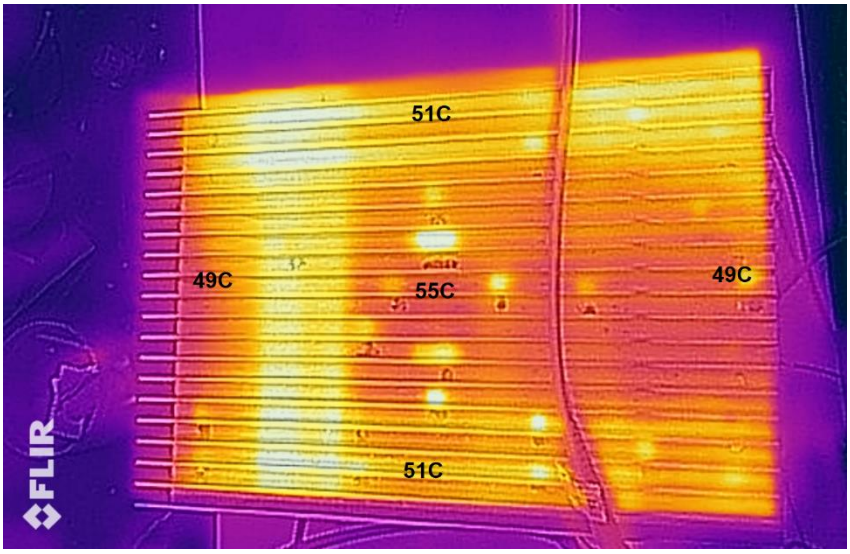
O primeiro teste foi feito para a medição da potência máxima do amplificador. Com fonte estabilizada ele deve apresentar potência um pouco maior, e foi o que ocorreu.



Potência máxima antes do ceifamento em 8Ω, 1kHz – 22W

Vemos que os cálculos de potência também foram adequados, e a configuração de utilizada apresenta um aspecto interessante, pois, ultrapassada a potência máxima de operação em classe A, ele se comporta como um amplificador classe AB, com distorção maior, mas perfeitamente utilizável.

E como ficou o a temperatura do dissipador, e consequentemente dos transistores de saída, à potência máxima em classe A (20W)? Vejamos abaixo:



Situação melhor, mas claramente de baixa eficiência térmica. Com a máxima potência de saída, a eficiência dos amplificadores classe A é a maior possível, mas ainda baixa, se comparada às demais classes. Em push-pull, como neste amplificador, ela é a melhor para a classe, e, no nosso caso, ficou em 37%.

E é isso, pessoal. Na próxima edição de Antenna, como já citado, teremos a segunda parte de nosso artigo, com o esquema do amplificador, placa impressa e medições de performance objetiva, bem como uma comparação rápida com o mesmo amplificador operando em classe B ótima.

Até lá!

Fundamentos de Eletrônica – Parte VII

Alfredo Manhães*



Capacitores – Tipos de associação e aplicações usuais

Em nosso artigo anterior, disponível na edição de fevereiro, apresentamos o capacitor, um componente de larga aplicação em circuitos eletrônicos. Neste mês, complementando o assunto, falaremos das possibilidades de associação entre capacitores e apresentaremos algumas de suas aplicações.

Associação de Capacitores

Assim como ocorre com os resistores, ao montarmos um circuito eletrônico pode ser que precisemos de um capacitor com determinado valor de capacitância mas não dispomos do mesmo, seja por não haver em estoque ou por não ser fabricado dentro do valor desejado. Nesse caso uma forma de resolver o problema é promover a associação de dois ou mais capacitores similares.

Associação em Série

Os capacitores associados em série são interligados de forma que haja um único caminho para a corrente elétrica. Assim, a armadura carregada positivamente é conectada com a armadura carregada negativamente do capacitor seguinte e assim, sucessivamente, eles devem ser interligados.

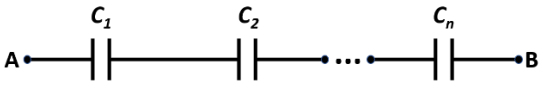
Considerando Q = constante, a diferença de potencial elétrico para cada capacitor é:

$C = Q / V \rightarrow U_1 = Q / C_1 \; ; U_2 = Q / C_2 \; ; U_3 = Q / C_3$

Como $U = U_1 + U_2 + U_3 \rightarrow Q / C_{eq} = (Q/C_1) + (Q/C_2) + (Q/C_3)$

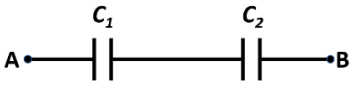
***Mestre em Engenharia de Computação**

Para se obter a capacitância equivalente do circuito temos que:



$$\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \ldots + \frac{1}{C_n}$$

Para calcular a capacitância equivalente de dois capacitores em série podemos fazer:



$$C_{eq} = \frac{C_1 . C_2}{C_1 + C_2}$$

Exemplo:

Três capacitores estão ligados em série com as respectivas capacitâncias de C_1 = 5μF, C_2 = 3μF e C_3 = 7μF. Sabendo-se que a associação está submetida a uma ddp de 12V, calcule:

a) A capacitância equivalente (Ceq)
b) A carga (Q) de cada capacitor
c) A ddp em cada capacitor.

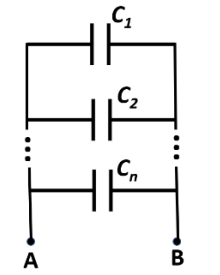
Solução:
a) $1/C_{eq} = 1/5\mu F + 1/3\mu F + 1/7\mu f \rightarrow C_{eq} = 1,478\mu F$
b) $Q = cte \rightarrow Q_1 = Q_2 = Q_3 \rightarrow C = Q / V \quad 1,478\mu F = Q / 12 \rightarrow Q = 17,7\mu C$
c) $C_1 \rightarrow U = Q / C_1 = U = 17,7\ \mu C / 5\ \mu F = 3,6V$
$C_2 \rightarrow U = Q / C_2 = U = 17,7\ \mu C / 3\mu F = 5,9V$
$C_3 \rightarrow U = Q / C_3 = U = 17,7\ \mu C / 7\mu F = 2,5V$

Associação em Paralelo
Os capacitores associados em paralelo têm as suas armadura negativas ligadas entre si, assim como suas armaduras positivas. Nesse caso a ddp da associação é a mesma para todos os capacitores. Logo, considerando-se V = constante, a carga em cada capacitor é:

$C = Q / V \rightarrow Q_1 = C_1.V\ ;\ Q_2 = C_2.V\ ;\ Q_3 = C_3.V$

Como $Q = Q_1 + Q_2 + Q_3$, temos $C_{eq}.V = C_1.V + C_2.V + C_3.V$

A capacitância equivalente (C_{eq}) é dada por:



$$C_{eq} = C_1 + C_2 + ... + C_n$$

Exemplo:

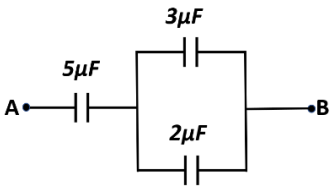
Três capacitores cuja capacitância é, respectivamente, C1 = 6μF, C2 = 2μF e C3 = 4μF, estão associados em paralelo sob uma ddp de 24V. Calcule a) a capacitância equivalente (C_{eq}) e b) a carga(Q) elétrica de cada capacitor.

Solução:
a) $C_{eq} = C_1 + C_2 + C_3 = 6\mu F + 2\mu F + 4\mu F = 12\mu F$
b) V=cte → V = 24V; $Q_1 = C_1.V = 6\mu F \times 24V = 144\mu C$
$Q_2 = C_2.V = 2\mu F \times 24V = 48\mu C$
$Q_3 = C_3.V = 4\mu F \times 24V = 96\mu C$

Associação Mista
A associação mista combina os capacitores em série e em paralelo.

Exemplo:

Dada a associação mista da figura, formada pelos capacitores $C_1 = 5\mu F$, $C_2 = 3\mu F$ e $C_3 = 2\mu F$, calcule a capacitância equivalente da associação.



Solução:

a) Circuito em paralelo C_2 e C_3 → $C_{23} = C_2 + C_3 = 2\mu F + 3\mu F = 5\mu F$

b) Circuito série C_1 e C_{23} → $1/C_{eq} = 1/C_1 + 1/C_{23}$ → $1/C_{eq} = 1/5\mu F + 1/5\mu F$ → $C_{eq} = 2{,}5\mu F$

Aplicações dos capacitores

Os capacitores são componentes versáteis e apresentam inúmeras possibilidades de utilização em sistemas elétricos e eletrônicos. Vejamos a seguir algumas delas.

Flash de câmeras fotográficas

O flash é um dispositivo que tem por função produzir luz para iluminar a cena que o fotógrafo deseja registrar com sua câmera. No interior desse dispositivo há circuitos eletrônicos conectados a uma lâmpada especial, normalmente de xenônio, e uma bateria para alimentar esses componentes. A bateria não é capaz de fornecer toda a energia necessária para que o flash seja disparado rapidamente e com a intensidade de luz desejada. Para auxiliar esse processo é utilizado um capacitor (figura 1), que é carregado com a carga da bateria e armazena a energia para realizar o disparo.



Figura 1 - Câmera digital Canon IXUS70 e seu capacitor do flash.

Supressão de RFI e EMI

A interferência eletromagnética (EMI) é resultado da ação indesejada de uma onda ou campo eletromagnético sobre o funcionamento de um dispositivo eletrônico. Já a interferência de radiofrequência (RFI) é causada pela presença de sinais espúrios de RF que podem provocar interrupções no sinal que trafega em um circuito eletrônico.

Uma das formas de suprimir essas interferências é utilizando-se capacitores. Para essa aplicação não são utilizados capacitores comuns mas os da classe X ou CX, subtipos X_1 e X_2, e classe Y ou CY, subtipos Y_1 e Y_2, projetados para se auto-isolarem caso ocorra uma falha de seus dielétricos.

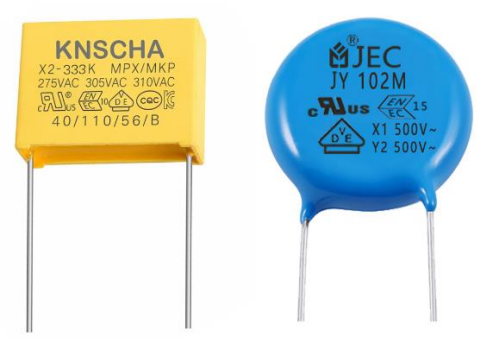


FIGURA 2 – EXEMPLOS DE CAPACITORES SUPRESSORES DE CLASSES X E Y

Acoplamento e desacoplamento de circuitos

Os capacitores apresentam a propriedade de filtrar sinais de determinadas faixas de frequência, e esse comportamento pode ser utilizado para acoplar e desacoplar circuitos eletrônicos.

Um capacitor de acoplamento permite a passagem de um sinal de corrente alternada de um circuito para outro, (componente AC), mas bloqueia um sinal de corrente contínua, o componente DC.

Capacitores de acoplamento são bastante úteis, por exemplo, em alguns circuitos analógicos, onde os sinais AC são desejados na saída, mas não os DC, que devem se restringir a fornecer energia a determinados componentes mas sem ir de um circuito a outro.

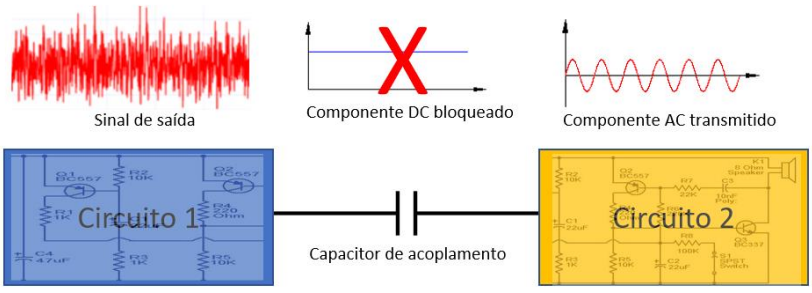


FIGURA 3 – CAPACITOR DE ACOPLAMENTO ENTRE DOIS CIRCUITOS.

O capacitor de desacoplamento, também conhecido por capacitor de *by-pass*, tem por função desacoplar componentes AC dos DC (figura 4). Essa prática é bem útil, por exemplo, para filtragem de ruído na frequência de chaveamento de fontes de alimentação chaveadas, que pode ser prejudicial ao funcionamento de seus circuitos integrados (CI).

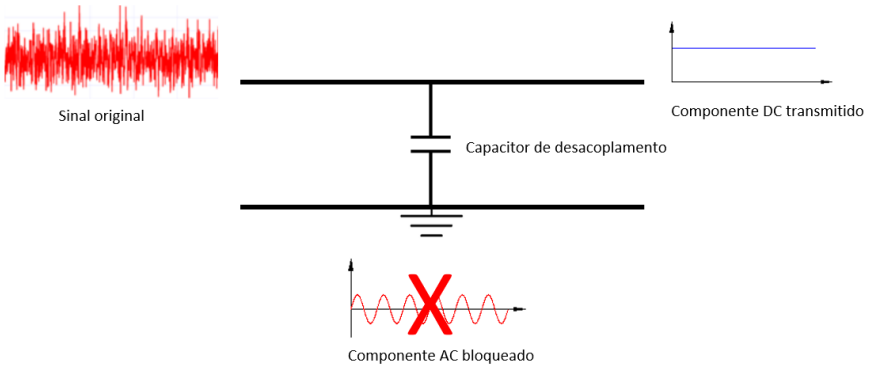


Figura 4 - Capacitor de desacoplamento entre dois circuitos.

Filtragem em fontes com diodos retificadores

As fontes de alimentação AC/DC construídas com diodos retificadores, geram uma corrente contínua pulsante que sofre um efeito indesejado chamado *ripple* ou ondulação residual, que reduz sua eficiência. Uma forma de se corrigir o problema é utilizar um capacitor para filtragem da corrente, estabilizando-a para que possa ser utilizada na alimentação do circuito eletrônico para a qual foi projetada.

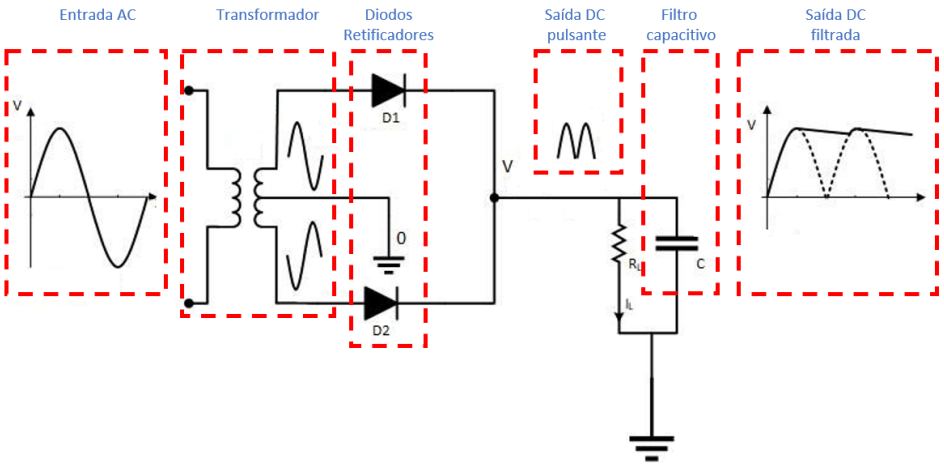


FIGURA 5 – ESQUEMA DE FONTE RETIFICADORA COM FILTRO CAPACITIVO.

Circuitos osciladores

O oscilador é um circuito que produz um sinal elétrico em corrente alternada (AC) de saída, com certa frequência e forma de onda, mas sem a necessidade de haver um sinal em sua entrada. Osciladores são empregados em transmissão e recepção de sinal de áudio e vídeo por rádio e tv, instrumentos de medição como osciloscópios e multímetros, além de fazer parte de diversos circuitos digitais para alarmes, *clocks* etc.

Em receivers AM/FM antigos como o Marantz 2225 (figura 7) podemos observar o uso de um circuito oscilador LC (indutivo capacitivo) em sua seção de sintonia. O

circuito é formado por indutores, dispositivos elétricos que armazenam energia na forma de campo magnético, ligados a um capacitor variável de placas paralelas (ver descrição no artigo anterior).

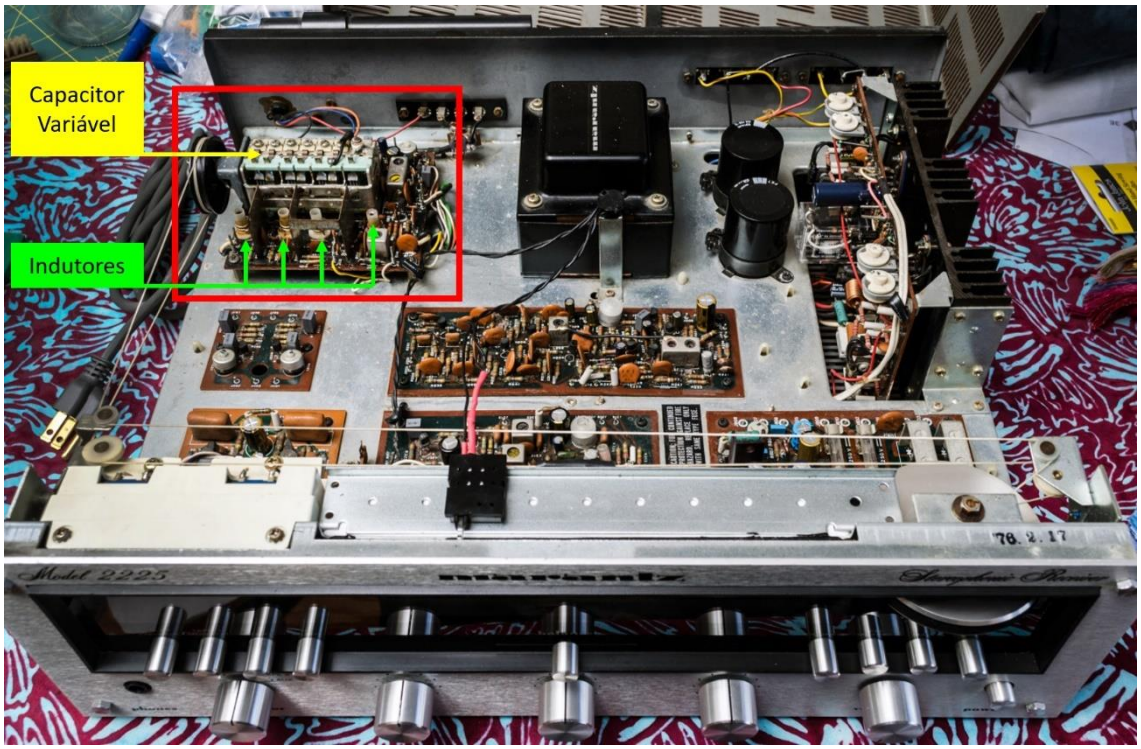


FIGURA 6 – SEÇÃO DE SINTONIA DE AM/FM DO RECEIVER MARANTZ 2225.
(FONTE: MATT WEED / ATOMIUM AMPLIFICATION - HTTPS://ATOMIUMAMPS.TUMBLR.COM/)

Na medida em movimentamos o seletor rotativo no painel frontal, o ponteiro indicador de frequência se desloca lateralmente por estar apoiado no cordão do dial, que está acoplado ao eixo do capacitor variável, fazendo-o girar e mover suas placas. O deslocamento das placas modifica o valor da capacitância e a frequência do circuito oscilador. Quando esta frequência se iguala à de uma estação transmissora de rádio indicada no dial, é possível sintonizá-la e ouvi-la no receiver, em consequência do fenômeno físico da ressonância. Os indutores serão tratados em outro artigo.

Partida de motores monofásicos

Os motores monofásicos são amplamente utilizados em eletrodomésticos e equipamentos industriais, como ventiladores, exaustores, bombas centrífugas, refrigeradores, esmeris, furadeiras, condicionadores de ar, dentre outros.

A estrutura de um motor desse tipo pode ser vista na figura 7. Para auxiliar o processo de partida do motor há uma bobina auxiliar, um dispositivo denominado interruptor centrífugo e um capacitor, que em conjunto geram o torque mínimo para o giro inicial. Após a fase de partida o motor passa a girar alimentado apenas pela rede AC.



Figura 7 – Estrutura de um motor monofásico.
(FONTE: WEG S.A. - HTTPS://WWW.WEG.NET/CATALOG)

Divisores de Frequência

Os alto-falantes utilizados em sonofletores (ou caixas acústicas) são responsáveis por converter um sinal elétrico em som, uma onda mecânica, para reprodução de música, voz etc. De uma forma geral, os alto-falantes são classificados em:

- Tweeters: reproduzem as altas frequências (agudos), na faixa de 5.000 Hz a 20.000 Hz.
- Midranges: reproduzem as médias frequências (médios), na faixa de 300 Hz a 5.000 Hz.
- Woofers: reproduzem as baixas frequências (graves), na faixa de 50 Hz a 300 Hz.
- Subwoofers: reproduzem as frequências muito baixas (subgraves), na faixa de 20 Hz a 300 Hz.

Para que cada alto-falante receba o sinal correspondente à sua faixa de frequência é necessária a utilização de um dispositivo que promova a filtragem do sinal, chamado *crossover* ou divisor de frequência.

Como os capacitores, dependendo de seus valores, podem bloquear a passagem de AC de baixas frequências e favorecer a passagem de AC de altas frequências, eles podem ser utilizados como crossover para tweeters, caracterizando os filtros passa-alta. Já os indutores permitem que frequências baixas passem mas as altas sejam bloqueadas, podendo ser usados como filtros passa-baixa para woofers.

Uma solução bastante comum para atender à divisão de frequências para os diversos tipos de alto-falantes é o crossover passivo, que combina resistores, capacitores e indutores em um circuito, como o mostrado na figura 8.

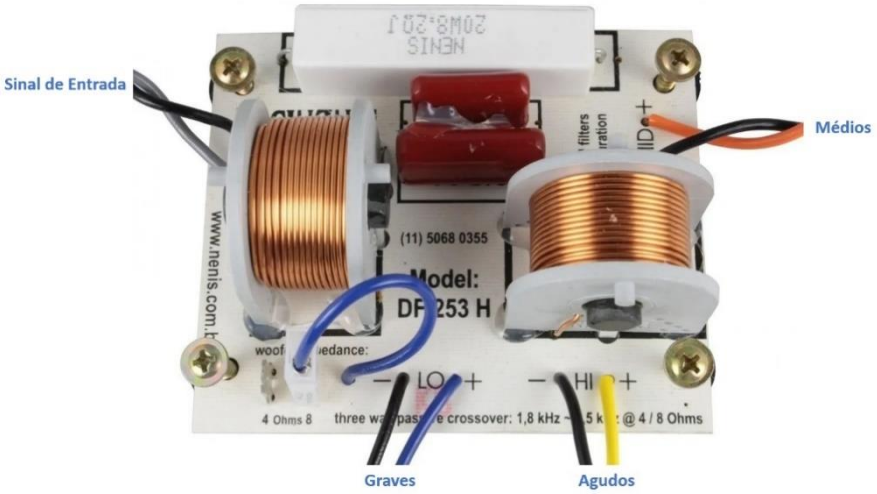


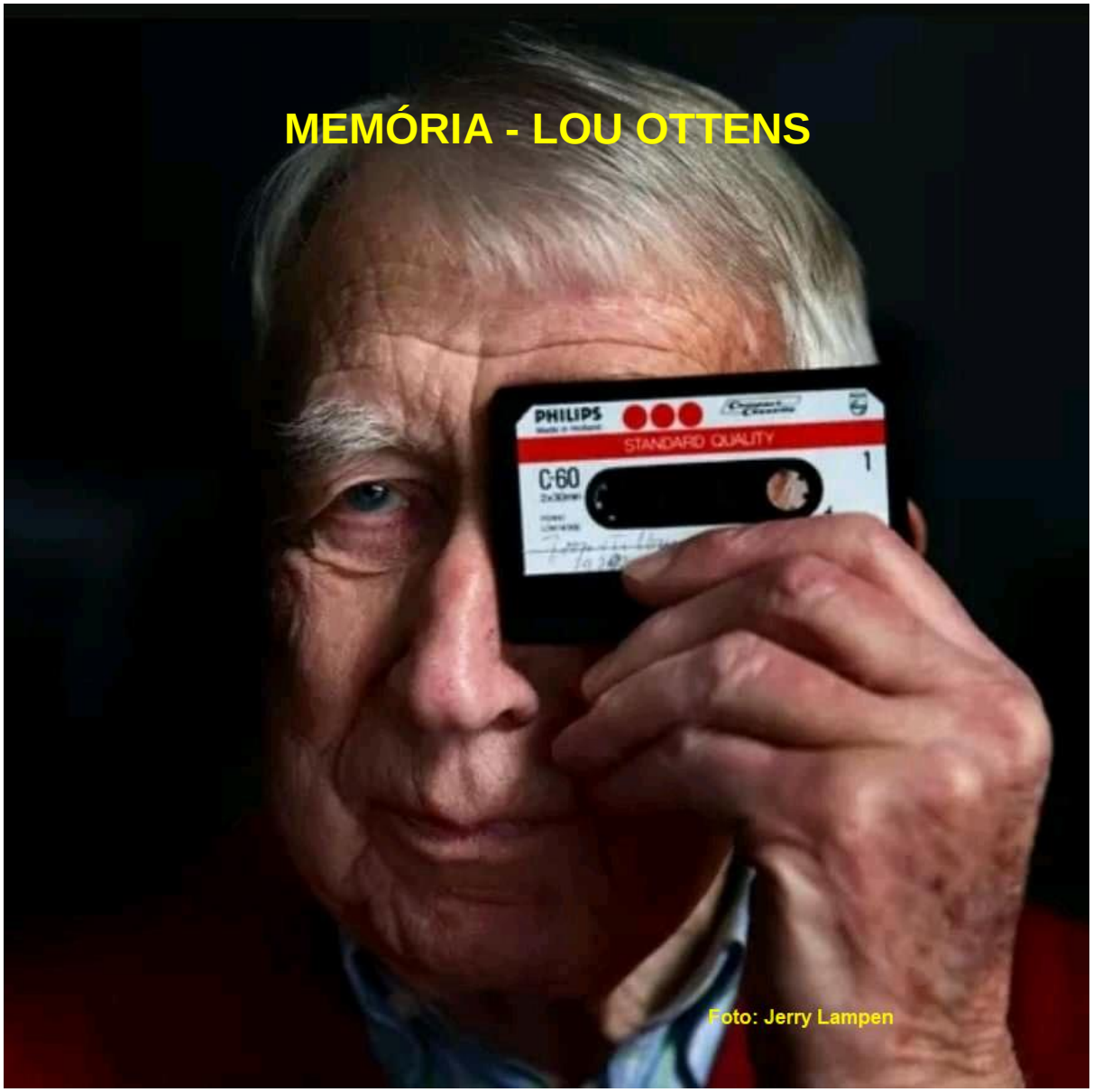
Figura 8 – Divisor de frequências passivo de 3 vias (graves, médios e agudos).

Os crossovers são elementos essenciais em sistemas de áudio e quando projetados corretamente auxiliam o desempenho dos alto-falantes, além de protegê-los contra a queima.

Como pudemos observar, os capacitores oferecem uma amplitude considerável de utilizações, e é raro encontrar um dispositivo elétrico que não possua pelo menos um deles em seus circuitos. Além das aplicações mostradas no presente artigo há várias outras que serão abordadas no momento oportuno.

No próximo número continuaremos a explorar os fundamentos da eletrônica abordando o Eletromagnetismo.

Até lá!



Lou Ottens, o inventor do tape cassete e líder da equipe que desenvolveu o CD faleceu neste mês, dia 6/3, na sua casa em Duizel, Brabant, na Holanda.

Ottens, engenheiro, começou a trabalhar na Philips em 1952, assumindo, após algum tempo, a direção do departamento de desenvolvimento de produtos.

Logo após assumir a posição, Lou e sua equipe apresentaram o primeiro gravador de fita portátil, que vendeu mais de um milhão de unidades.

Dois anos depois ele apresentou o que marcaria uma revolução na gravação magnética: o tape cassete. Quanto a isso, ele mesmo afirmou, tempos depois: *"Fiquei irritado com o desajeitado e nada amistoso sistema de carretéis, simples assim"*.

Ottens definiu que o tamanho do estojo deveria ser pequeno o suficiente para ser carregado nos bolsos, e, posteriormente, após patentear o mecanismo, negociou com a Sony para introduzir o cassete mundiamente, com vendas que atingiram mais de 100 bilhões de unidades, até hoje.

Outro produto de sua mente criativa, junto com sua equipe na Philips, foi o CD, que, novamente em parceria com a Sony, já vendeu mais de 200 bilhões de unidades.

Em 1986 Ottens se aposentou e nunca se disse orgulhoso individualmente de seus inventos, afirmando sempre tratar-se de trabalho de equipe.

Sua maior frustração, ou arrependimento, foi ter sido a Sony, e não a Philips, que inventou aquilo que ele considerava ser a melhor aplicação para o cassete, o Walk-man. "*Isso ainda me dói*", dizia.

Descrente da recente onda de retorno do cassete, Ottens afirmava que "*nada poderia bater o som de um CD*".

Texto baseado na notícia em DutchNews.nl: **https://www.dutchnews.nl/news/2021/03/dutch-inventor-of-the-audio-cassette-tape-dies-aged-94/ .** Acesse o link ou clique na imagem para a leitura completa, no original.

MY