MÉTODO PRÁTICO PARA IDENTIFICAR TRANSISTORES FALSIFICADOS

NÚMERO 4/20 (1210) OUTUBRO/2020

antenna

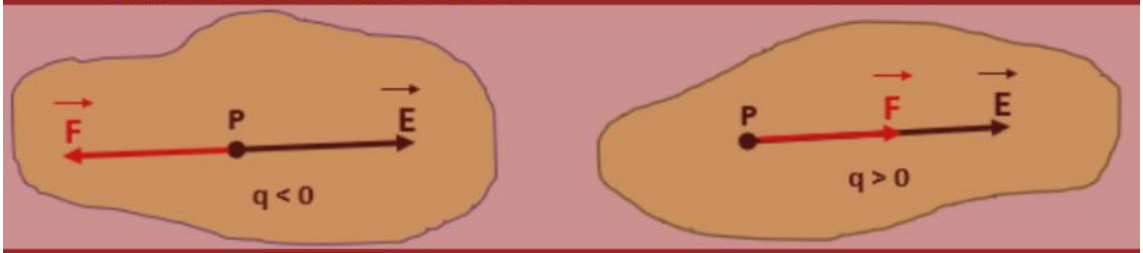
ELETRÔNICA - SOM - TELECOMUNICAÇÕES



PROJETANDO UM ESTÁGIO SEGUIDOR DE FONTE (FET)

"ENROLADO" COM AQUELE TRANSFORMADOR VELHO? VEJA COMO APROVEITÁ-LO!

FUNDAMENTOS DE ELETRÔNICA - PARTE II



SOM





ANÁLISE DO AMPLIFICADOR GRADIENTE HA-II

PROJETOS DE PRÉ-AMPLIFICADORES E EQUALIZADORES RIAA PARA TOCA-DISCOS



AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA - CLASSES E ESPECIFICAÇÕES

NESTE MÊS TEMOS BRINDES DESCUBRA QUAIS SÃO

NOTAS DA EDIÇÃO

Caros leitores,

Nesta edição de outubro temos algumas novidades dignas de nota.

A primeira é o retorno do professor Paulo Brites às páginas de Antenna. É um profissional gabaritado e é com alegria que recebemos sua contribuição. Esperamos que sua volta seja duradoura.

Aliás, temos recebido apoio de outros antigos colaboradores, que, esperamos, em breve estarão de volta às páginas de Antenna também. Todos teremos a lucrar, muito, com isso.

Neste contexto, lembro também que temos no grupo os professores Álvaro Neiva e Alfredo Manhães, com larga experiência de ensino e que estão compartilhando seus conhecimentos e experiências.

Como Antenna sempre foi muito feliz em trazer a experiência prática para seus leitores, os especialistas João Yazbek, Francisco Monteiro e Josué Paz estão conosco. São profissionais de alta qualificação técnica e muita experiência e conhecimento em seus campos de atuação.

Só posso agradecer de público o apoio e o desprendimento de especialistas dessa categoria.

Pretendemos ajudar os leitores, com os artigos publicados, a, com algum esforço, necessário, compreenderem a eletrônica e adquirirem bases sólidas para seu crescimento profissional ou como hobistas, pois há muita informação disponível hoje e temos que saber discernir o que se baseia nas boas práticas e na ciência e o que é apenas opinião e crença.

Foram adicionadas às páginas da edição on-line links para compartilhamento nas redes sociais mais conhecidas e por e-mail também, além dos botões de “curtir” e “não curtir”. Serão bons termômetros para, de forma simples, vocês poderem avaliar nosso trabalho.

Também, nesta edição, temos duas boas novidades, patrocinadas pela Sra. Maria Beatriz Affonso Pena, responsável por Antenna Edições Técnicas. Distribuiremos edições de Alta Fidelidade e de Seleções da Revista do SOM para os leitores de Antenna on-line, da seguinte forma:

Temos quatro conjuntos das revistas abaixo:



Eles serão encaminhados, gratuitamente, aos quatro primeiros leitores que mandarem para o e-mail de contato da edição on-line qual o mês da edição impressa que teve a capa parecida com a desta edição on-line. Para facilitar, ela está reproduzida em um dos artigos deste mês. Deve ser informado o endereço para remessa e dados do destinatário.

Para aqueles que perderem a chance, a Editora Antenna oferece uma promoção. Há, no mínimo, mais 20 exemplares de cada uma delas, que serão remetidas (uma revista apenas, à escolha do comprador), para os que adquirirem qualquer publicação impressa que esteja disponível na loja on-line (www.anep.com.br). Deve ser mandado e-mail para beatriz@anep.com.br, informando qual livro se deseja adquirir e qual revista irá de brinde, além dos dados de contato.

O critério de remessa será a ordem de chegada dos e-mails, em ambas as promoções, e os brindes estão limitados aos estoques da editora. Os dados pessoais informados serão utilizados apenas para fins de remessa e não serão armazenados pelos sítios de Internet.

Também é importante lembrar que os exemplares são antigos e que podem conter marcas do tempo. Todos têm mais que 30 anos de impressos, assim, pode haver imperfeições.

É isso. Agradeço muito a acolhida dos leitores ao retorno de Antenna e esperamos que vocês apreciem mais esta edição.

Marcelo Yared

Antennófilo.

Como Ligar Um Transformador 110/220V sem Identificação dos Fios

Paulo Brites*

Este artigo foi publicado originalmente em 08/05/2015 no meu site www.paulobrites.com.br e sugeri ao editor da "nova" Antenna, que talvez valesse a pena publicá-lo na edição "on-line" da revista.

A ideia foi aceita e aqui está ele, para quem ainda tem dúvidas sobre o assunto.

Já vi muita gente queimando transformadores por não saber alguns conceitos básicos, que levam o incauto a fazer a ligação dos fios do primário de qualquer maneira, e, em geral, como "manda" a Lei de Murphy, de forma errada.

Felizmente, para quem não sabe como ligar corretamente um transformador, a maioria dos que são vendidos hoje no comércio não traz mais este problema porque só têm três fios no primário, o que simplifica muito.

Entretanto, transformadores mais antigos costumam ter quatro fios (ou cinco) no primário, de forma que se possa ligar os enrolamentos em série para permitir a entrada de 220V ou em paralelo para 110V, ou, mais corretamente, 127V.

No caso dos transformadores de quatro fios a ligação série ou paralelo tem alguns "segredos" e é sobre eles que tratarei neste artigo.

Ligando um transformador com primário de três fios

Quando o transformador tem um primário com três fios, como mostrado na figura 1, mesmo que não tenhamos a identificação dos fios é fácil descobrir com o auxílio de um ohmímetro como veremos a seguir.

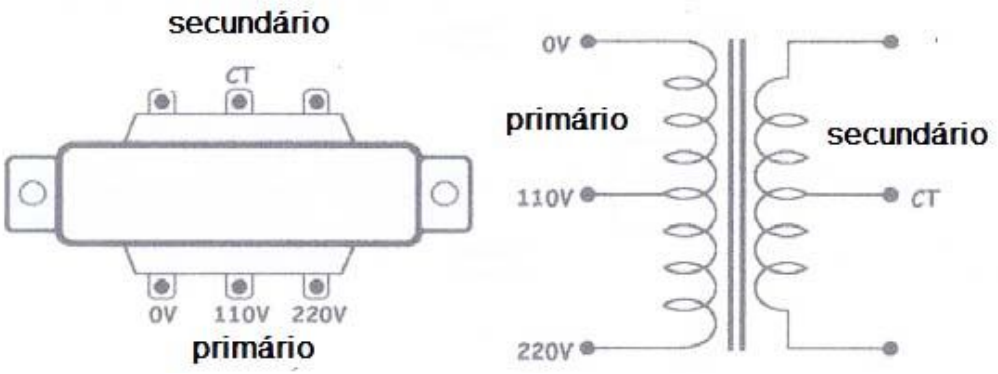


Figura 1 – Transformador com 3 fios no primário

*Técnico em Eletrônica

Imagine que não haja nenhum tipo de identificação indicando qual enrolamento corresponde ao primário e ao secundário.

Neste caso, o primeiro passo deve ser descobrir quem é um e outro.

Identificando primário e secundário

Comecemos fazendo a medida da resistência entre os terminais extremos de cada lado.

Você notará que um lado apresentará resistência bem mais baixa que o outro.

Pronto, já identificamos o secundário, cuja resistência é a que apresentar menor valor, porque o fio é mais grosso e tem menos espiras que o primário, considerando-se que se trata de um transformador abaixador de tensão.

No exemplo da **Figura 2**, medimos apenas 2 ohms, fazendo-se a medida entre os dois fios extremos.



Figura 2 – Medindo a resistência ôhmica dos enrolamentos

Para o primário vamos fazer três medidas, sendo uma entre os extremos e as outras duas entre os dois enrolamentos.

Acompanhe nas **Figuras 3, 4 e 5**.

A medida entre os extremos (vermelho e preto) deu 86,3 ohms



Figura 3

A seguir, entre azul e vermelho, obtivemos 42,5 ohms.



Figura 4

E, finalmente, entre azul e preto obteve-se 44,5 ohms.



Figura 5

Você deve ter observado que as duas medidas não deram o mesmo valor, ou seja, **o fio azul não está exatamente no centro do enrolamento**.

Você saberia dizer por que? Vamos entender.

Olhando a etiqueta vemos que os fios preto e azul correspondem à ligação para 110V (o correto seria 127V, mas deixa pra lá!), que mediu 44,5 ohms, isto é, um pouquinho mais que a medida entre azul e vermelho, que deu 42,5 ohms, justamente porque 220V não é duas vezes 110V, como muita gente pensa, o que já pode ensejar um novo artigo!

Se nós ligarmos os 127V entre os fios vermelho e azul o transformador vai funcionar, mas ficará sobrecarregado porque este enrolamento foi calculado para receber uma tensão um pouco menor que 127V (220V = 127 x 1,73).

Então, se o transformador é de três fios, mas não temos a indicação de onde ligar o 127V e o 220V, devemos medir as resistências dos dois enrolamentos para **ligar o 127V no enrolamento de maior resistência**.

Ligando um transformador de quatro fios no primário

Como eu disse no início, este tipo de transformador não está mais sendo comercializado e ao final do artigo você entenderá por que.

Entretanto, pode ser que você tenha algum deles perdido na sucata e deseje aproveitar (a Natureza agradece).

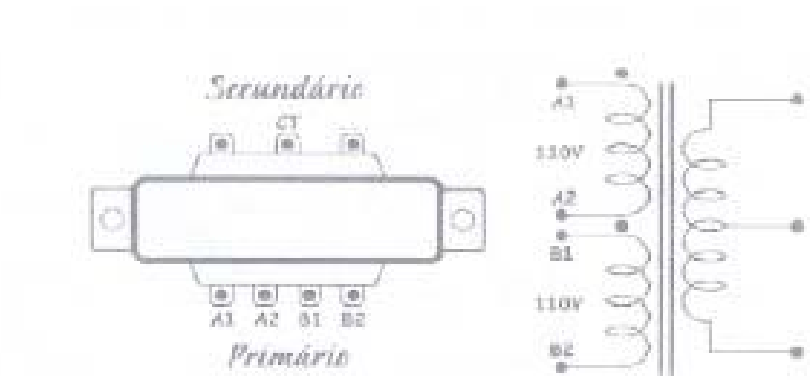


Figura 6

O procedimento para descobrir os enrolamentos primário e secundário é o mesmo que vimos para o transformador de três fios e, portanto, não irei repetir.

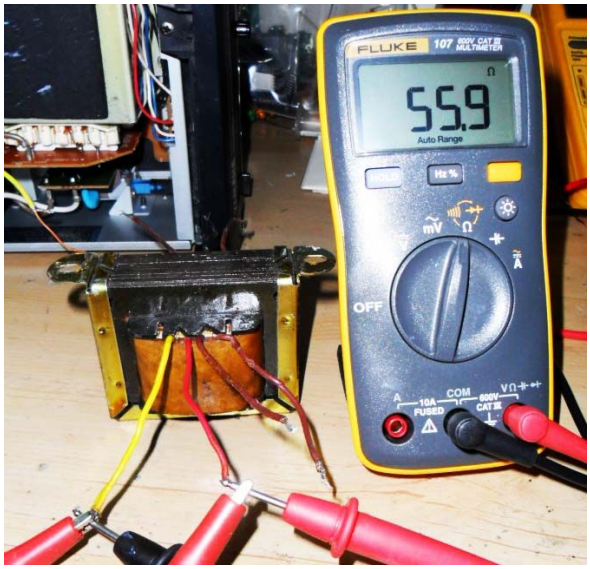
Uma vez identificados os dois enrolamentos que compõem o primário, a ideia é ligá-los em série para 220V e em paralelo para 127V.

O transformador que eu usei para teste tem um enrolamento com fios, vermelho e amarelo, e outro com dois fios marrons, como vemos nas **Figuras 7 e 8**.



Figura 7

Figura 8



Observe que as resistências dos dois enrolamentos são diferentes, o que já é um problema e eles não deveriam ser ligados em paralelo (como é a prática comum). O enrolamento amarelo-vermelho, de maior resistência deveria ser ligado em 127V e o marrom-marrom ‘’deveria” ficar desligado neste momento.

Mas este não é o maior problema, como veremos a seguir.

Ligar duas bobinas em série ou em paralelo não é a mesma coisa que ligar dois resistores, precisamos **saber o sentido dos enrolamentos.**

Se você olhar a **Figura 6**, onde mostramos o desenho referente ao transformador de quatro fios, verá que existe um pontinho ao lado do terminal A1 e outro ao lado do terminal B1. Esses pontinhos não estão ali por acaso nem são um “cocô de mosca”, eles têm a finalidade de mostrar onde cada enrolamento começa.

E por que isto é importante?

Quando vamos ligar dois enrolamentos em série, por exemplo, temos que ligar o término de um enrolamento, no caso A2, ao início do outro (B1).

E se ligarmos A1 com B1 ou A2 com B2 para colocarmos os dois em série o que acontecerá?

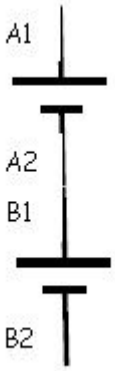
O transformador vai esquentar (até queimar se insistirmos em mantê-lo ligado) e não irá aparecer tensão alguma no secundário.

Você saberia dizer por que?

A resposta é: os enrolamentos foram colocados em curto por inversão de fase porque a senoide está a subir numa ponta do enrolamento (A1, por exemplo) e a descer na outra (B2).

Podemos fazer uma simulação com baterias, como mostrado na **Figura 9** para ajudar a entender o que acontece.

Figura 9



Agora repare que se ligarmos A1 com B2 estaremos colocando as a baterias em oposição e uma anulará a outra.

No transformador do exemplo a coisa até fica facilitada pela posição dos fios e embora tenhamos dois marrons em um enrolamento, o desconfiômetro nos diz que o fio marrom mais próximo do vermelho “deve” ser o final daquele enrolamento e o vermelho o final do enrolamento amarelo-vermelho.

Entretanto, eu já peguei transformadores em que os quatro fios eram todos da mesma cor e foram torcidos internamente, assim, o desconfiômetro acaba falhando.

E na prática como é que fica?

Na prática não sabemos onde começa nem onde termina cada enrolamento, pois não temos os “pontinhos” que aparecem no esquema. Se não tivermos a indicação das cores dos fios e de como devem ser ligados fornecida pelo fabricante do transformador teremos que ir pelo método da tentativa e erro.

E é aí que mora o perigo, porque a Lei de Murphy “garante” que iremos errar antes de acertar, a menos que usemos um truque.

Entra em cena a lâmpada série.

A solução é ligar de qualquer jeito e ver que bicho vai dar, mas tendo o cuidado de usar a boa e velha **lâmpada em série**, anjo da guarda do técnico precavido. Pode ser de 40 ou 60W**.**

Antes de prosseguir, vale lembrar que tem que ser lâmpada incandescente. Lâmpadas eletrônicas e de LED não servem.

Pode usar também lâmpadas dicroicas que são de filamento.

Se a ligação estiver correta a lâmpada ficará quase apagada e se estiver errada acenderá intensamente e aí é só fazer outra tentativa.

Veja na **Figura 10**, primeiro a ligação errada para o caso de colocarmos os enrolamentos em série, preparando o transformador para receber 220V. Observe que o voltímetro que está ligado ao secundário mostra apenas um pequeno valor de tensão próximo de zero volt e lâmpada acendeu com brilho total.



Figura 10

A seguir temos na **Figura11** a mesma ligação série feita de forma correta onde a lâmpada série aparece apagada e a tensão no secundário é 18,79V



Figura 11

Com este procedimento rápido e simples conseguimos determinar com segurança como ligar os enrolamentos em série.

O próximo passo será determinar a ligação dos enrolamentos em paralelo para o que o transformador possa ser ligado em 127V.

Embora, a rigor, esta ligação não seja 100% correta, pois os enrolamentos não são iguais, ela costuma ser usada.

As experiências anteriores já nos ajudaram a determinar os sentidos dos enrolamentos (os “pontinhos” mencionados antes) e agora é só fazer a ligação como mostrado na **Figura 12**.

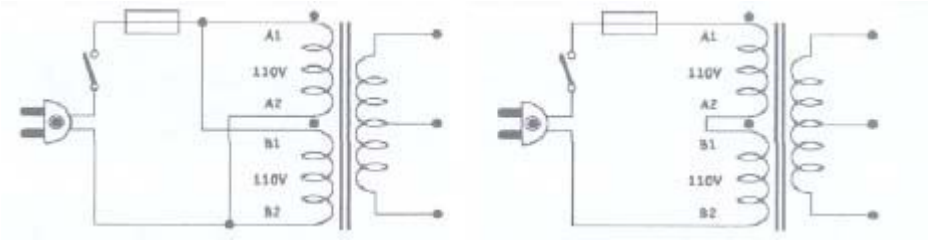


Figura 12 – ligação dos enrolamentos do primário.

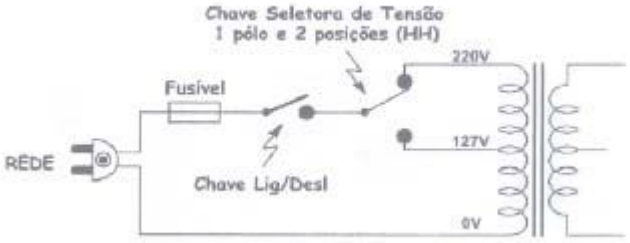
Novamente, sugiro que se faça a ligação usando a lâmpada série para confirmar que está certo.

Montando a chavezinha 110/220

Existem duas maneiras de se ligar a chavezinha seletora tensão 110/220V.

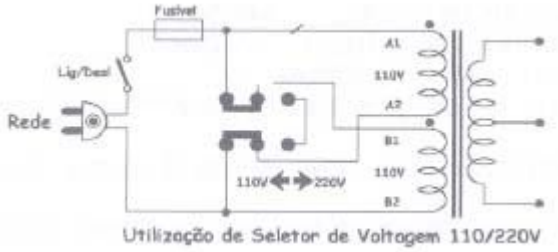
A primeira, mostrada na **Figura 13** é a mais simples, utilizada no caso do transformador de três fios.

Figura 13



Para o transformador com quatro fios, a ligação da chave seletora exige mais atenção, como vemos na **Figura 14**.

Figura 14



Utilização de Seletor de Voltagem 110/220V

Espero que com estas informações você possa fazer as ligações de forma correta a aproveitar os transformadores “abandonados” por aí.

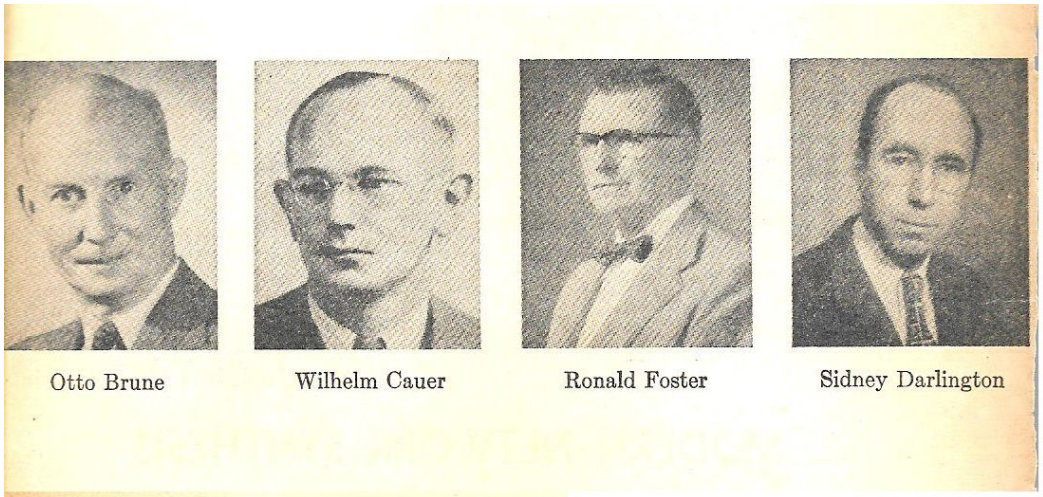
Até sempre!

Sobre o Projeto de Pré-amplificadores e Equalizadores RIAA Para Toca-Discos – parte III

Álvaro Neiva*

Síntese de Circuitos

Alguns dos os pioneiros…



A **Função de Transferência, ou FT, vai nos mostrar como será o sinal de saída de um sistema, dado o sinal de entrada**. Para simplificar, vamos falar da **Resposta em Frequência**, um caso particular da **FT** e o mais usado, a qual é a **função** que nos mostra o ganho para **sinais senoidais** com diferentes frequências e mesma amplitude na entrada do sistema.

Também vamos nos limitar ao **Ganho de Tensão**, que é a razão entre a amplitude da tensão de **saída** e a da tensão de **entrada**, ou a **Atenuação de Tensão**, que é exatamente o inverso do ganho, ou a razão entre a amplitude da tensão de **entrada** e a da tensão de **saída.**

$$Ganho\,de\,Tensão = A_v = \frac{E_{saída}}{E_{entrada}} \quad \text{(Eq. 19)}$$

*Engenheiro Eletricista

$$Atenuação\,de\,Tensão = AT_v = \frac{E_{entrada}}{E_{saída}}$$ (Eq. 20)

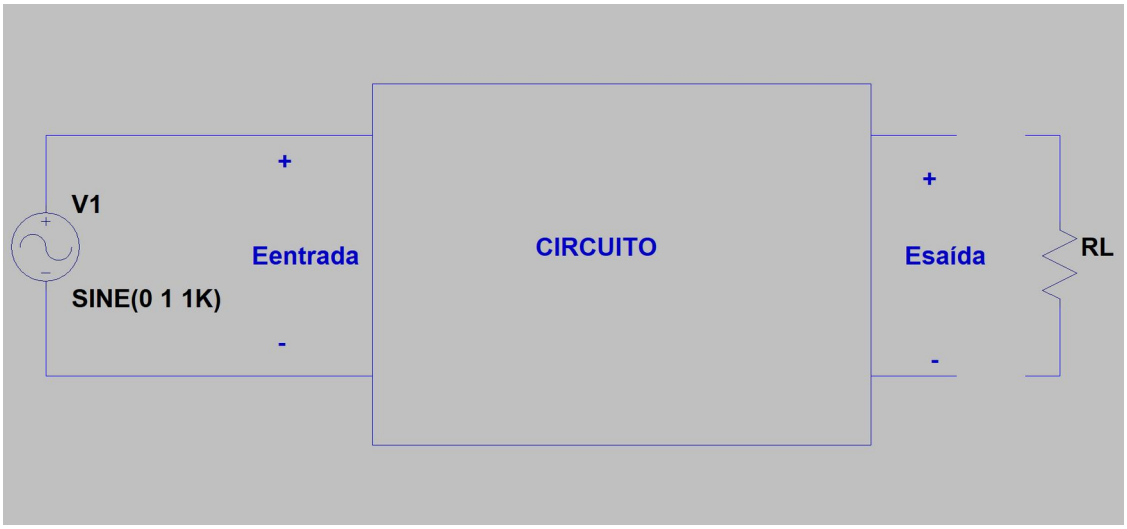


Figura 9

Na **Figura 9** mostramos um resistor de carga RL desconectado do circuito para indicar que $E_{saída}$ será uma tensão em circuito aberto, e, ao ligarmos RL, $E_{saída}$ vai tomar outro valor, que dependerá da impedância interna do circuito e do valor de RL.

Um exemplo muito simples e bem conhecido seria um atenuador resistivo:

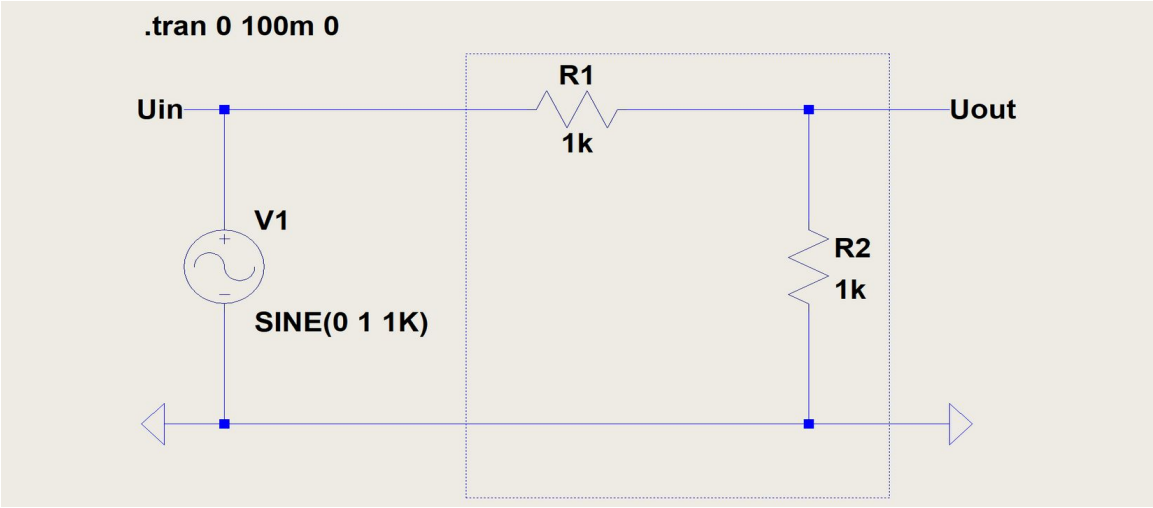


Figura 10

Aqui, a análise:

Consideramos como a tensão de entrada do circuito a existente entre um terminal de R1 e o 0V ou terra do circuito.

Consideramos como a tensão de saída a que aparece sobre R2, ou seja, entre o nó marcado como Eout e o 0V do circuito.

A mesma corrente passa por R1 e R2, portanto os dois estão em série e calculamos a corrente usando o resistor equivalente aos dois (R1+R2);

$$i = \frac{E_{in}}{R1+R2} \qquad \text{(eq. 21)}$$

Calculada a corrente, podemos achar a tensão de saída usando a lei de Ohm:

$$E_{out} = R2 \cdot i = \frac{R2 \cdot E_{in}}{R1+R2} \quad \text{(eq. 22)}$$

Então, chegamos a uma expressão para o **Ganho de Tensão** do atenuador:

$$A_v = \frac{E_{out}}{E_{in}} = \frac{R2}{R1+R2} = \frac{1k\Omega}{2k\Omega} = \frac{1}{2} = 0{,}5 \qquad \text{(eq.23)}$$

$$A_{vdB} = 20 \cdot \log_{10}(0{,}5) = -6 \text{ (Eq. 24)}$$

E temos um ganho menor que a unidade (0,5) ou -6dB, portanto uma **atenuação** de 6dB, independente da frequência, uma constante.

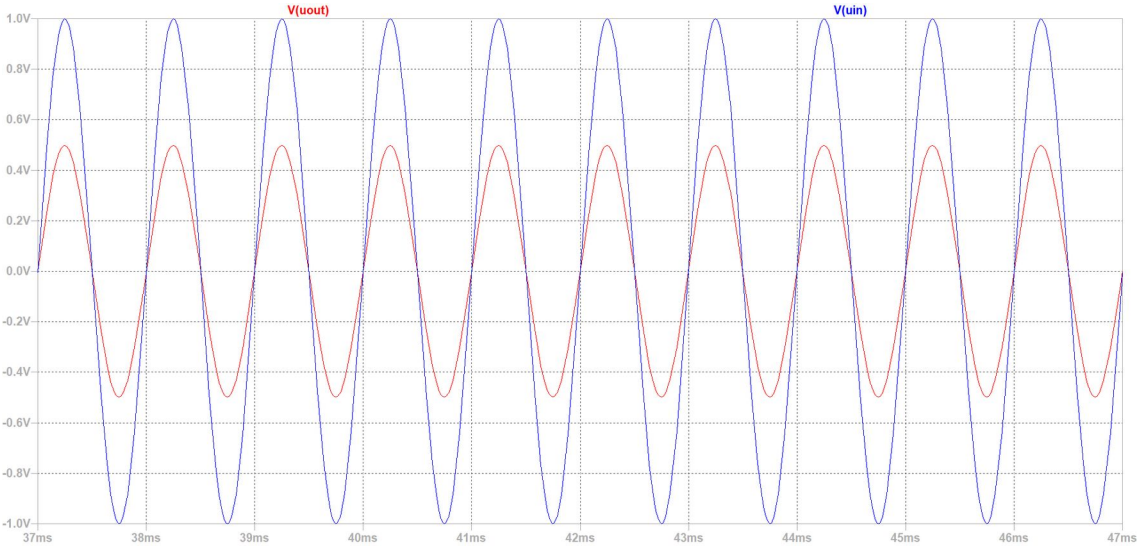


Figura 11

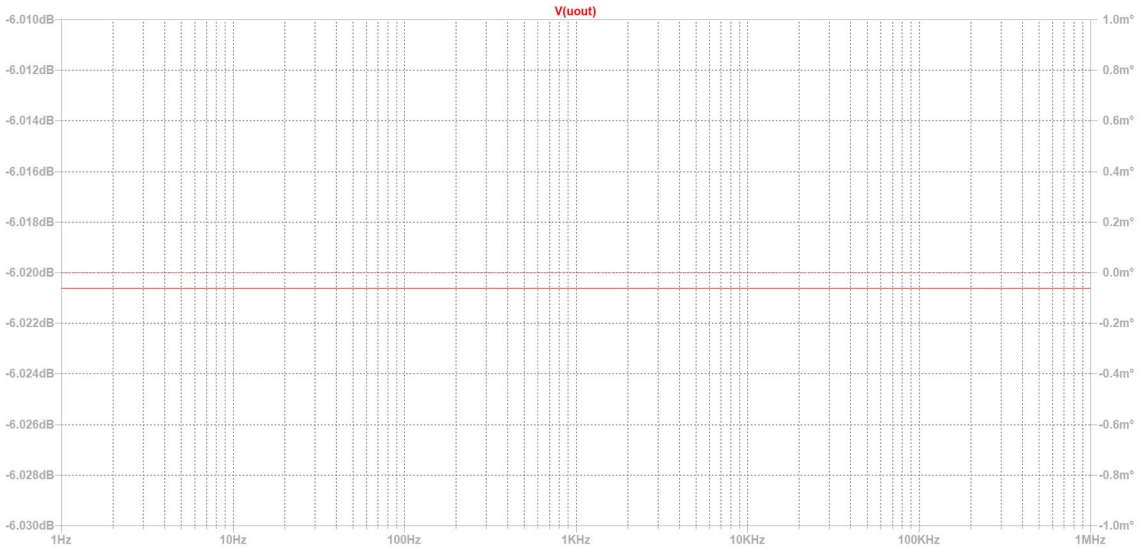


Figura 12

A figura 11 observamos a atenuação no domínio do tempo (amplitude x tempo para entrada e saída) e na figura 12 no domínio da frequência (ganho x frequência e fase x frequência).

Se fizemos a análise de um circuito, será possível a sua síntese.

A atenuação do circuito será o inverso do ganho:

$$AT_v = \frac{1}{A_v} = \frac{1}{\frac{R2}{R1+R2}} = \frac{R1+R2}{R2} = 2 \quad \text{(Eq. 25)}$$

$$AT_v = \frac{R1+R2}{R2} = 2 \therefore R1 = R2 \quad \text{(Eq. 26)}$$

Para o caso geral de uma atenuação de **k** vezes:

$$AT_v = \frac{R1+R2}{R2} = k \quad \text{(Eq. 27)}$$

$$\therefore R1 = (k-1)R2 \quad \text{(Eq. 28)}$$

E temos **uma relação entre os valores de R1, R2 e a atenuação do circuito**. Mas para definir os valores de R1 e R2 será preciso fixar o valor de um deles ou da sua soma.

Para isso, alguma outra restrição externa deve ser considerada, como, por exemplo, do lado da entrada, a impedância interna da fonte de sinal, ou mínima impedância de carga por ela suportada, e do lado da saída, a impedância de entrada do estágio onde o atenuador é ligado, a qual consideraremos como carga para o atenuador (aquela RL no diagrama).

Quando a impedância de entrada do próximo estágio for muito maior que o valor de R2 (10 vezes ou mais por exemplo), podemos ignorar sua influência sem um erro significativo. Outra limitação de valores pode ser a geração de ruído térmico, que pede valores menores para ser reduzida. Isso mostra que durante o projeto ou da síntese de um circuito, várias soluções serão possíveis e a decisão sobre qual escolher será o trabalho do projetista.

Por exemplo, vamos projetar um atenuador que será colocado entre uma fonte de sinal de áudio e a entrada de um amplificador com as seguintes características:

a) Fonte de sinal:
   a.a Impedância interna de 50 Ω;
   a.b Capaz de fornecer uma tensão de pico de 5,6 V a uma carga mínima de 600 Ω.

b) Amplificador:
   b.a Impedância de entrada Z_{in} de 10kΩ;
   b.b Tensão máxima de entrada de 1,4V de pico.

Passos do projeto:

1 A impedância vista pela fonte de sinal deve ser maior que os 600Ω que é a mínima suportada pela fonte de sinal. Portanto a impedância oferecida pelo atenuador ligado à entrada do amplificador tem que ser bem maior (5 a 10 vezes) que esse valor;

2 A atenuação necessária será de:

$$AT_v = \frac{5,6}{1,4} = 4$$

3 Escolhendo aquela configuração da fig. 10 para fazer a atenuação (não é a única opção), também chamada de atenuador em L (L PAD), podemos determinar a relação entre R1 e R2 pela eq. 28, se R2<< Z_{in}, R2 ≤ Z_{in}/10:

$$R1 = (k-1)R2 = 3R2$$

4 Da eq. 21 vemos que a impedância de entrada do atenuador será aproximadamente igual a R1+R2, ou k.R2;

5 Então R2 deverá ter o valor na faixa 600/k< R2< Zin/10 ou 150Ω<R2<1kΩ;

6 Para definir seu valor, podemos verificar se o ruído gerado pelo maior valor será aceitável, pois um maior valor de impedância de entrada para o atenuador será interessante para reduzir a distorção gerada na fonte de sinal. Valores menores de resistência também terão um erro menor na atenuação devido à impedância de entrada do amplificador;

7 O ruído térmico gerado num resistor pode ser calculado pela expressão abaixo [1]:

$$e_{nrms} = \sqrt{4 \cdot k \cdot R \cdot T \cdot B}$$

Onde:

k= constante de Boltzmann=$1{,}38.10^{-23}$

R= valor do resistor em ohms;

T= temperatura absoluta em °K, para 27°C, T=300°K;

B= faixa de passagem de ruído em Hz* (não é a largura de banda entre pontos de -3dB do circuito), para efeito de comparação vamos considerar como 20.000Hz;

Para o atenuador com dois resistores, e não cabe aqui a demonstração, deve ser usada a resistência equivalente aos dois resistores em paralelo como valor R_{Th} (Equivalente Thevenin), a resistência interna do atenuador. Isso resulta num valor de R_{Th}=750 Ω para R2=1kΩ e R1=3kΩ.

Então:

$$e_{nrms} = \sqrt{2{,}484 \cdot 10^{-13}} = 0{,}498\,\mu V \cong 0{,}5\,\mu V$$

Frente a sensibilidade de 1Vrms (1,4Vpico), isso representa uma relação sinal a ruído de:

$$SN_{dB} = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{1}{0{,}5 \cdot 10^{-6}}\right) = 126\,dB$$

Portanto, os valores de 1kΩ para R2 e 3kΩ para R1 são adequados para um amplificador que tenha uma relação sinal a ruído 10dB acima do valor gerado pelos resistores, ou 116dB, valor bastante elevado.

Considerando uma capacitância de entrada de 50pF, a frequência de corte do filtro passa baixas, formado pela resistência R_{Th} e a capacitância de entrada será de 2,12MHz.

Escolhendo outra configuração para comparar resultados:

- Apenas um resistor em série com a impedância de entrada.
  Usando a expressão anterior, e considerando como R2 a impedância de entrada do amplificador, resulta:

$$R1=(k-1)R2=3R2=30k\Omega$$

- $R_{Thevenin}$ = 7,5kΩ
- $e_{nrms}=\sqrt{24{,}84\cdot10^{-13}}=1{,}576\,\mu V\cong 1{,}6\,\mu V$
- $SN_{dB}=20\cdot\log_{10}\left(\frac{1}{1{,}6\cdot10^{-6}}\right)=116\,dB$
- Perdemos 10dB na relação sinal / ruído, mas ainda temos um valor bastante bom...
- Supondo uma capacitância de entrada do amplificador de 50pF, teríamos uma frequência de corte em 212kHz, e se houver algum filtro de RF sua frequência de corte será também afetada...

A razão para o comportamento independente da frequência do atenuador puramente resistivo é que a resistência de um resistor é **independente da frequência**. E mais ainda, **tensão e corrente estão em fase numa resistência**. Como a tensão de saída só depende da corrente e do valor do resistor R2, a tensão de saída estará em fase com a entrada, ou seja, seus picos acontecem no mesmo instante de tempo (Fig. 11).

Para ter um ganho que varie com a frequência é preciso usar algum outro elemento que tenha um comportamento diferente.

Um capacitor, por exemplo, tem **reatância capacitiva**, um comportamento que faz com que a intensidade da corrente que passa por ele dependa da frequência e tenha um atraso em relação à tensão aplicada, porque o capacitor é um elemento que armazena energia.

Veja, no exemplo abaixo, um circuito com um resistor e um capacitor em série formando um filtro passa baixas:

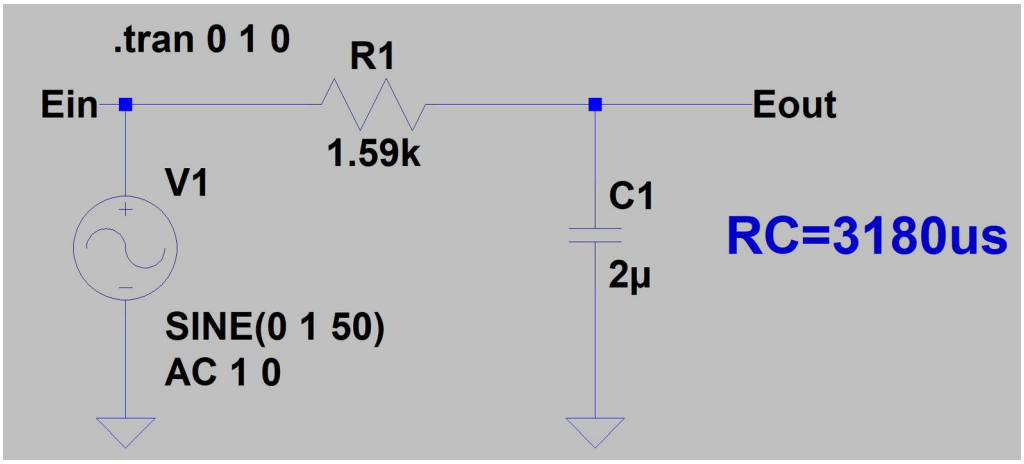


Figura 13

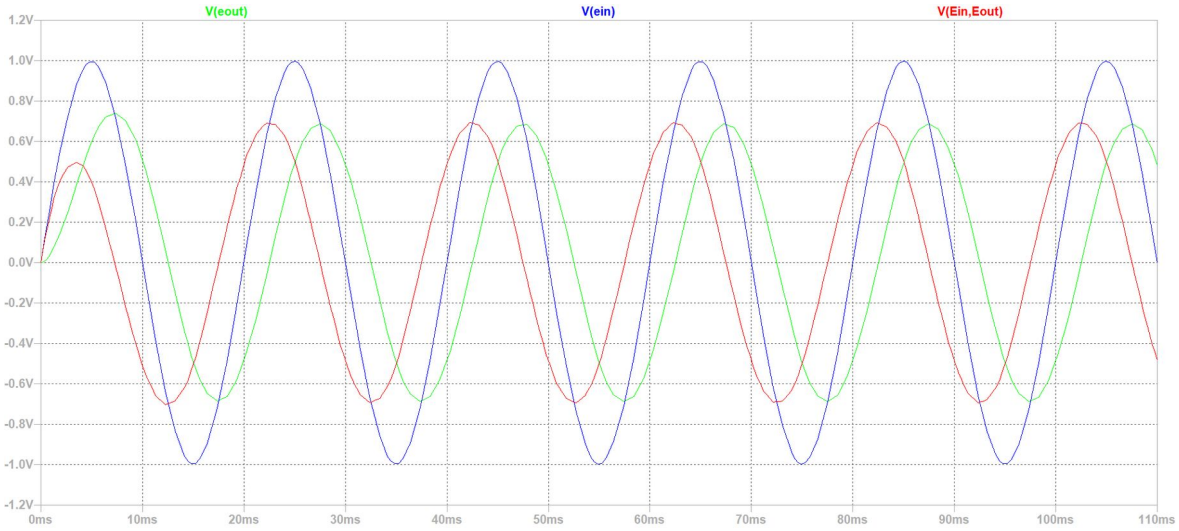


Figura 14

Em azul, a tensão de entrada, em vermelho a tensão sobre o resistor, em verde a tensão sobre o capacitor. A frequência das ondas de tensão e corrente aqui mostradas é de 50Hz e seu período de 0,02s ou 20ms portanto.

Vamos considerar como sinal de saída a tensão sobre o capacitor.

Aqui podemos observar alguns comportamentos importantes:

1 No primeiro ciclo da tensão aplicada, primeiro surge tensão sobre o resistor, depois sobre o capacitor. De fato, um capacitor descarregado se comporta como um curto circuito e ao receber a corrente resultante desse curto, a tensão entre suas placas começa a

seguir em direção ao valor da tensão da fonte. Essa carga demora algumas vezes o tempo determinado pelo produto do valor do resistor pelo valor do capacitor, a chamada **constante de tempo RC**. Esse comportamento é chamado de **resposta transitória do circuito**;

2 Depois de algumas constantes de tempo, o circuito entra no chamado **regime permanente** e tensões e correntes tendem à forma de onda da tensão da fonte de energia (uma fonte de tensão senoidal no exemplo). **A diferença de tempo entre as ondas de corrente e tensão senoidais no regime permanente é chamada de defasagem e expressa por um ângulo chamado de ângulo de fase, dado em graus ou radianos, proporcional ao período da onda de tensão da fonte;**

3 Pode-se observar que a soma das tensões sobre o resistor e capacitor em todos os instantes de tempo é igual ao valor da tensão da fonte, embora o valor de pico ou o valor RMS de ambas as tensões seja 0,707 vezes o valor correspondente na tensão da fonte. A razão para isso é que os picos de tensão acontecem em diferentes instantes de tempo;

4 A amplitude do sinal de saída é 0,707 vezes a tensão de entrada, nessa frequência;

5 A diferença de tempo observada entre os picos das ondas de tensão e corrente é de 5ms ou 1/4 do período e entre os picos da onda de tensão de entrada e os picos da tensão de saída é de 2,5ms ou 1/8 do período. A defasagem correspondente será:

$\varphi_i = \frac{\Delta t}{T} \cdot 360 = \frac{5}{20} \cdot 360 = 90°$ (diferença de fase entre tensão e corrente no capacitor, em módulo);

$\varphi_{eout} = \frac{\Delta t}{T} \cdot 360 = \frac{2,5}{20} \cdot 360 = 45°$ (diferença de fase entre tensão de entrada e tensão de saída, em módulo).

Atribuímos à fase um sinal que depende do atraso ou avanço do sinal **observado em relação ao sinal de referência (sempre em regime permanente)**.

Como a tensão de saída aparece depois da tensão de entrada, usamos um sinal negativo.

$$\varphi_{eout} = -45°$$

Afinal, quando a onda de tensão de entrada passou por 3/8 de ciclo ou 135°, a onda de tensão sobre o capacitor passou por 1/4 de ciclo ou 90°, então, tomando a tensão de entrada como referência, a diferença entre a fase da tensão de saída e a da tensão de entrada fica assim:

$$\varphi_{eout} = \varphi_{ec} - \varphi_{ein} = 90° - 135° = -45°$$

Então, a resposta a uma onda senoidal, no regime permanente, num circuito linear e passivo (também deveríamos acrescentar invariante com o tempo), mas com elementos que armazenam energia como capacitores e indutores, **será uma onda com a mesma forma e frequência, mas diferente amplitude e fase**.

Em **corrente alternada**, a relação entre tensão e corrente num elemento com dois terminais passa a ser chamada de **impedância**.

Diferente do caso de um **resistor** ideal, que oferece apenas **resistência**, um valor constante e independente da frequência, a impedância, no seu caso geral, tem um valor ou **módulo** e **um ângulo de fase** entre tensão e corrente, que **variam com a frequência do sinal aplicado.**

Isso vai permitir que seja possível montar circuitos com amplitude de saída que dependa da frequência, como, por exemplo, **um atenuador que possa ser usado na função de filtro ou equalização**.

Mas como calcular a atenuação ou resposta de um circuito quando um ou mais elementos são **impedâncias**?

Associações de impedâncias são mais difíceis de lidar do que resistências. **Impedância ou Admitância**, seu inverso, muitas vezes chamadas na forma geral de **Imitâncias** [8][9], introduzem diferença de fase entre tensão e corrente.

Lidar com uma grandeza que tem módulo e ângulo lembra os **vetores em coordenadas polares... ou os números complexos...** isso já dá uma pista que a dificuldade vai ser matemática...

Mas a mesma matemática que pode ser tão intimidadora, às vezes, também tem as ferramentas para facilitar nossa análise.

Bem, se vamos analisar um circuito, usar software para fazer as contas será uma ótima opção. Foi feito assim na fig. 13. Ali, temos os valores e forma de ligar os componentes, então, usando um software como o LTSpice é fácil obter as respostas em função da frequência ou do tempo.

Nesse circuito temos apenas dois componentes e uma única frequência característica, sua frequência de corte fc. Quanto mais complexo o circuito, mais eficiente será usar esse tipo de software para análise. E foi para isso que foram desenvolvidos.

Um inconveniente desse tipo de abordagem é que se perde a visão **qualitativa** do papel de cada componente...

Na síntese de circuitos, vamos criar uma interligação entre componentes, ou escolher uma interligação entre componentes já conhecida, e determinar os melhores valores, para alcançar a resposta mais próxima da desejada que for possível.

No atenuador que analisamos tínhamos duas resistências, mas no caso geral podemos ter duas impedâncias, fazendo a atenuação depender da frequência.

Mas como fazer a atenuação atender à especificação de resposta em frequência desejada?

Para isso é preciso observar o comportamento das impedâncias em função da frequência.

Reatância Capacitiva X_C:

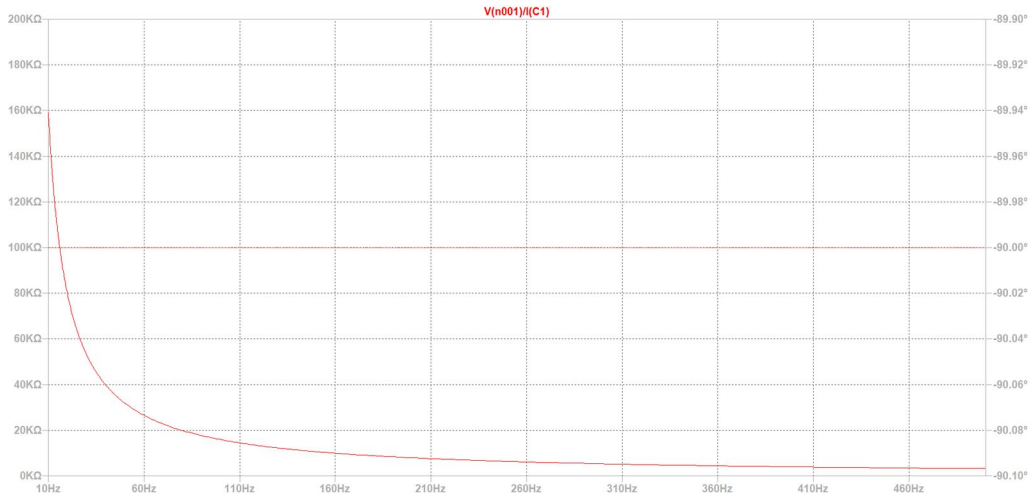


Figura 15 (escalas lineares)

O comportamento da **reatância** do capacitor, ou **reatância capacitiva**, revela-se **inversamente proporcional à frequência**. Quanto maior a frequência, menor o valor ou magnitude da reatância. **Isso significa maior valor de corrente para a mesma tensão aplicada**.

A razão desse comportamento pode ser explicada, lembrando-se que:

a **O capacitor armazena carga elétrica**;
b **Corrente é circulação de carga por unidade de tempo**;

Isso pode ser expresso da seguinte forma:

Um capacitor com capacitância C, e uma tensão ou ddp de U volts entre as placas, tem armazenada uma carga de q coulombs.

$$C \cdot U_C = q$$

Variando a quantidade de carga elétrica, a ddp entre as placas do capacitor varia, ou, visto de outra forma, para variar a ddp entre as placas do capacitor é preciso retirar ou acrescentar carga nas placas do capacitor.

$$C \cdot \Delta U_C = \Delta q$$

Quando a variação de carga acontece num intervalo de tempo, podemos escrever... (com alguma licença matemática...)

$$C \cdot \frac{\Delta U_C}{\Delta t} = \frac{\Delta q}{\Delta t} = i$$

E

$$\frac{\Delta U_C}{\Delta t} = \frac{i}{C}$$

Ou

$$\Delta U_C = \frac{i}{C} \cdot \Delta t$$

Traduzindo:

Variações de tensão nos terminais do capacitor são inversamente proporcionais ao valor da capacitância e diretamente proporcionais ao intervalo de tempo com circulação da corrente i.

Consequências para **sinais senoidais**:

a Para sinais com variação mais rápida no tempo, **maior frequência**, o capacitor vai absorver mais corrente, terá **maior admitância** e, portanto, **menor impedância**;

b Para sinais com variação mais lenta no tempo, **menor frequência**, o capacitor vai absorver menos corrente, terá **menor admitância** e, portanto, **maior impedância**;

c **Para CC, f=0 e a corrente será zero**;

d **Podemos, ao analisar circuitos de forma aproximada, substituir capacitores em CC e baixas frequências, por circuitos abertos e, em altas frequências, por curto-circuitos**.

Então, num atenuador em L, se substituirmos o braço em série com o sinal por um capacitor, e usarmos um resistor no outro braço, bloquearemos CC e atenuaremos baixas frequências, formando um filtro passa altas.

No mesmo atenuador, se substituirmos o braço que desvia sinal para terra por um capacitor, e usarmos um resistor no outro braço, atenuaremos altas frequências e deixaremos passar CC, formando um filtro passa baixas.

Observem que, para conseguir uma atenuação que varie com a frequência, precisamos de duas, ou mais, impedâncias diferentes.

No exemplo abaixo temos um filtro passa baixas:

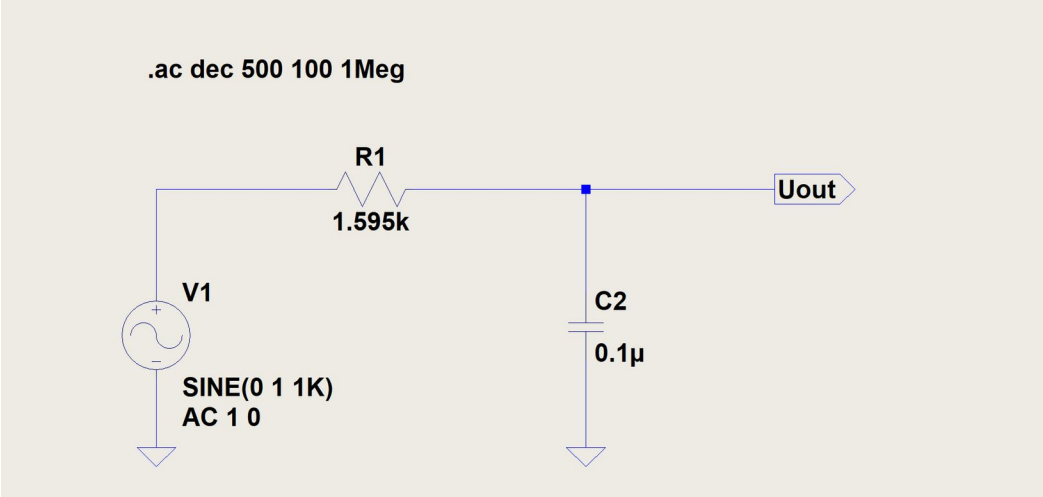


Figura 16

Vamos observar em que frequência a saída cai a 70,7%.

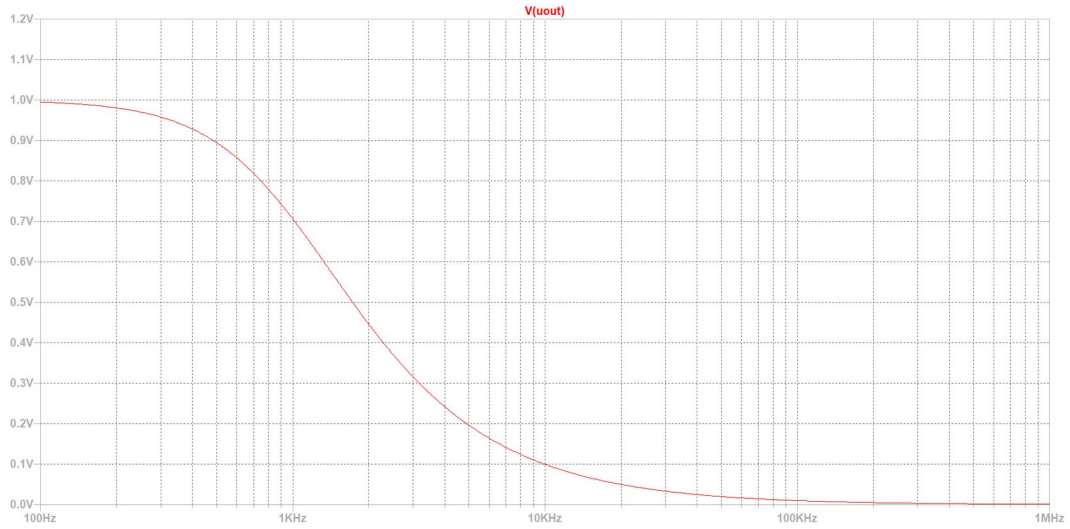


Figura 17

Ou em dB, 3dB:

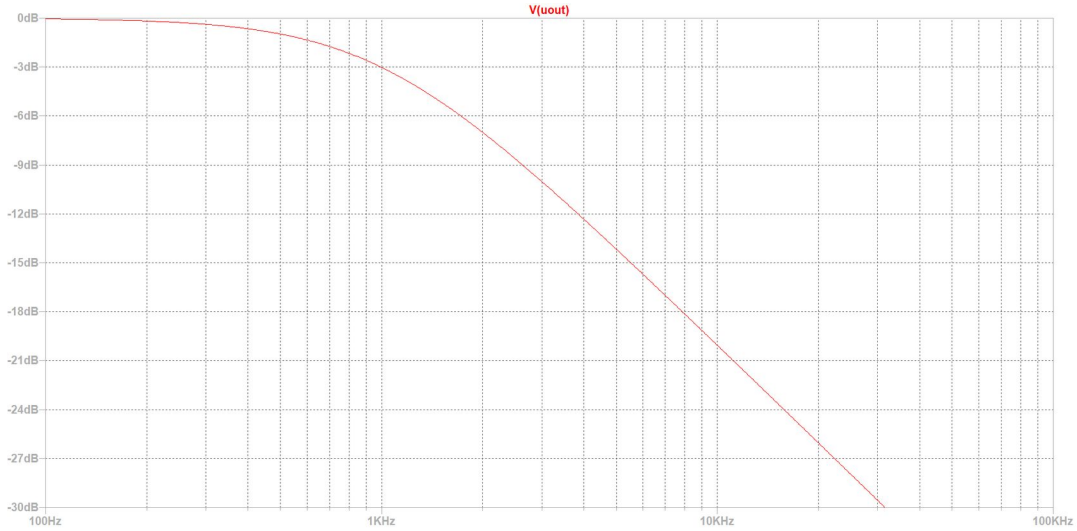


Figura 18

A frequência onde a saída cai 3dB é chamada de frequência de corte e é onde se igualam as impedâncias do resistor e do capacitor.

Com os valores da figura 16:

f_c= 1kHz

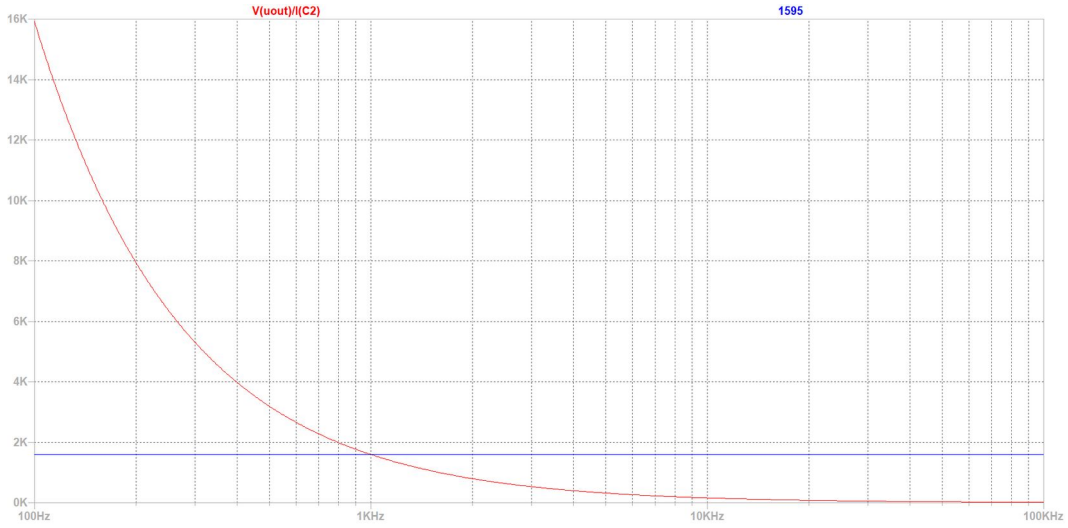


Figura 19

De fato, se usarmos duas reatâncias do mesmo tipo, como capacitores, por exemplo, podemos fazer um atenuador independente da frequência (aproximadamente), porque a variação de cada reatância com a frequência é idêntica.

Vejam a figura 20 abaixo:

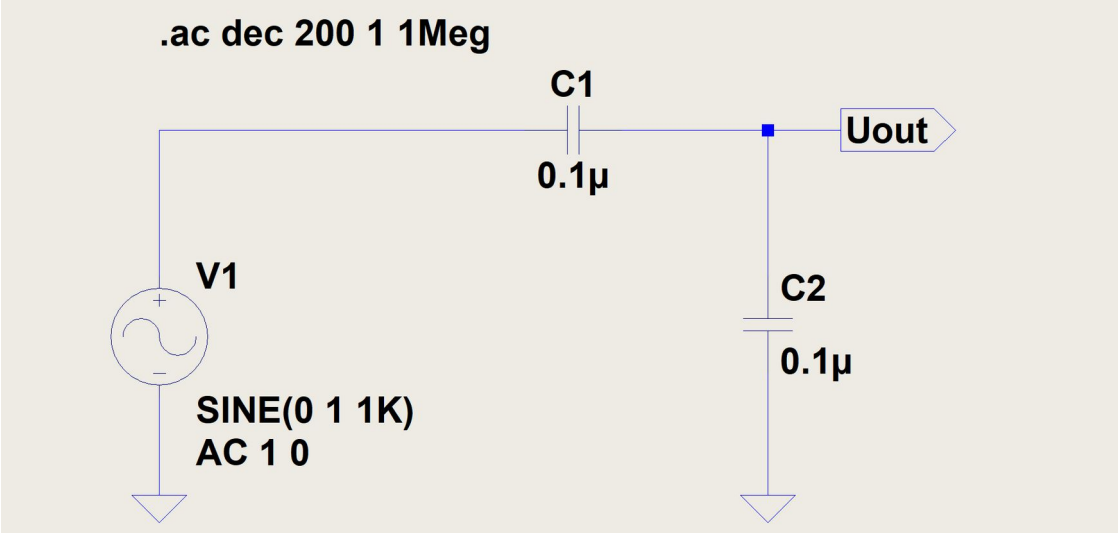


Figura 20

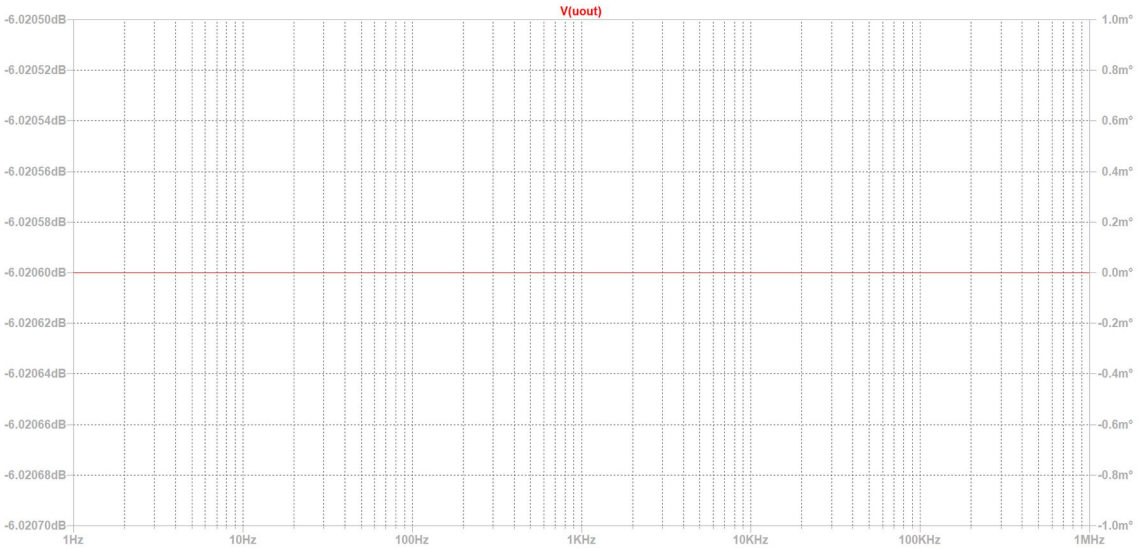


Figura 21

A simulação do circuito considerou elementos ideais, como fonte de sinal alternado com resistência interna nula e observação da tensão de saída em circuito aberto...

Numa situação real, a impedância ou resistência de entrada do próximo estágio e a de saída do anterior, vão introduzir erros e dependência com a frequência na atenuação, devido à sua interação com os capacitores…

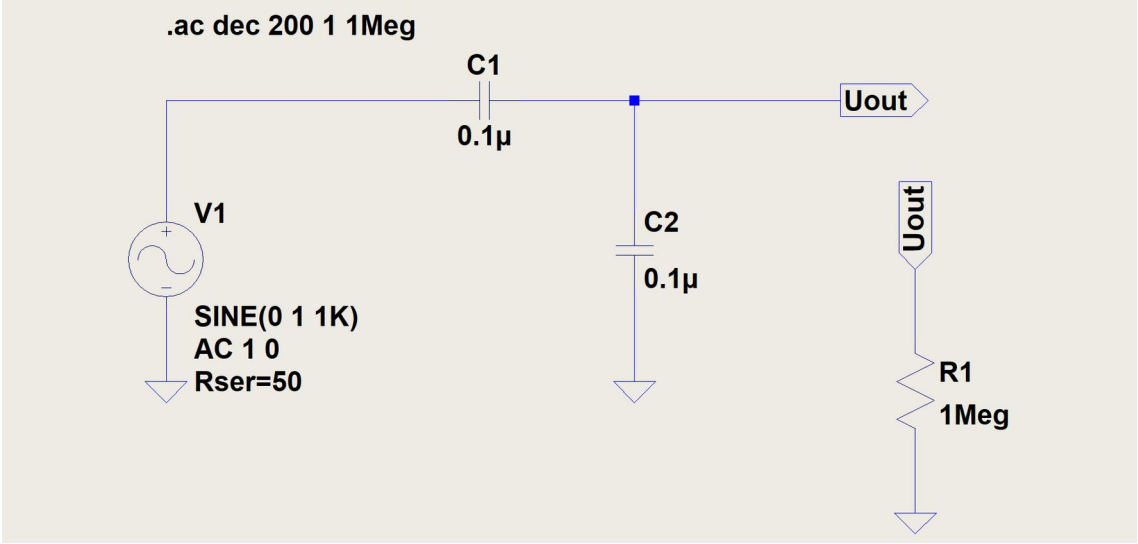


Figura 22

Aqui R1 (1 MΩ) representa a impedância de entrada do estágio seguinte e R_{ser} (50 0hms) é a resistência interna da fonte de sinal alternado.

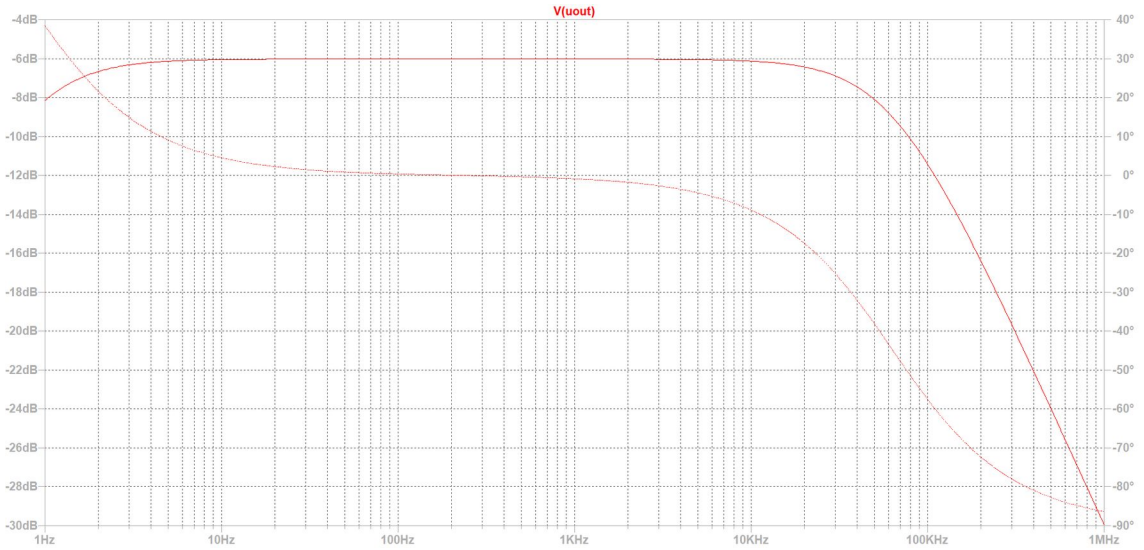


Figura 23

A queda de 2dB em 1Hz é devido à R1 e a queda de 3dB nas altas frequências, em 63kHz, ocorre devido à R_{ser}. Ainda não vamos demonstrar o porquê.

Apesar disso, na faixa de 10Hz a 10kHz o comportamento é bem próximo do ideal...

Vamos mudar o valor de R1 para investigar o seu efeito no circuito.

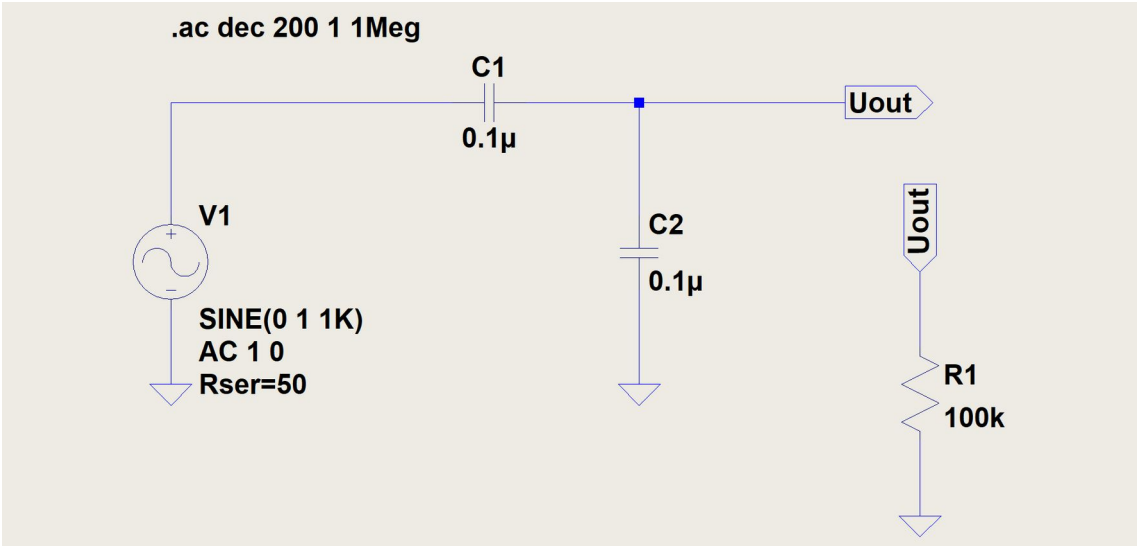


Figura 24

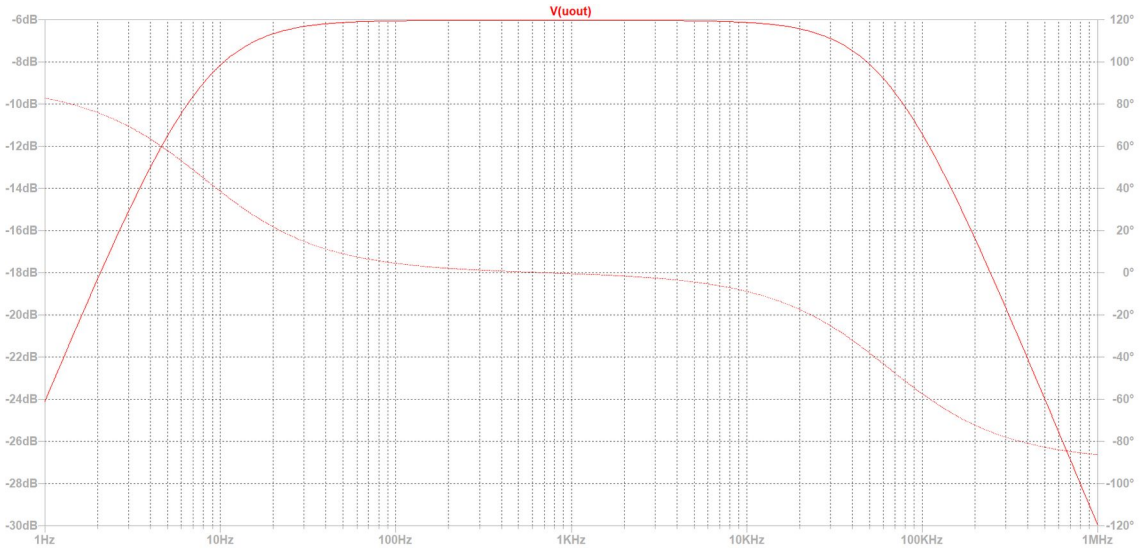


Figura 25

Mudando o valor de R1, reduzido para 100k (÷ 10), a frequência onde ocorre a queda de 2dB vai para perto de 10Hz (valor 10x maior), mostrando a relação inversamente proporcional existente entre o valor desse resistor e essa frequência característica desse circuito...

Agora o comportamento geral do circuito real começa a se mostrar claramente do tipo Passa Banda, embora ainda se comporte como o desejado entre 100Hz e 10kHz.

Voltando ao primeiro valor de R1 e aumentando R_{ser}, vamos ver o que acontece:

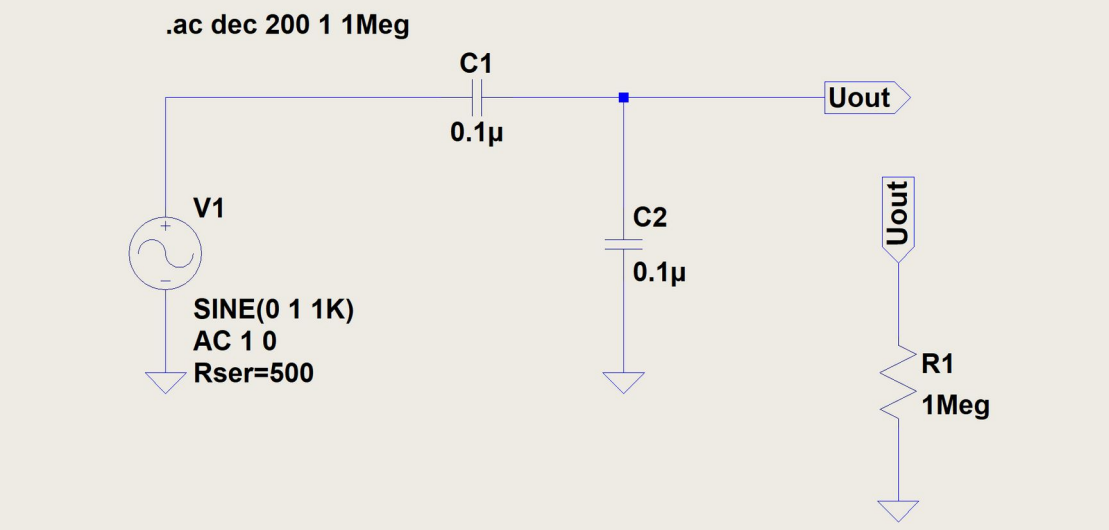


Figura 26

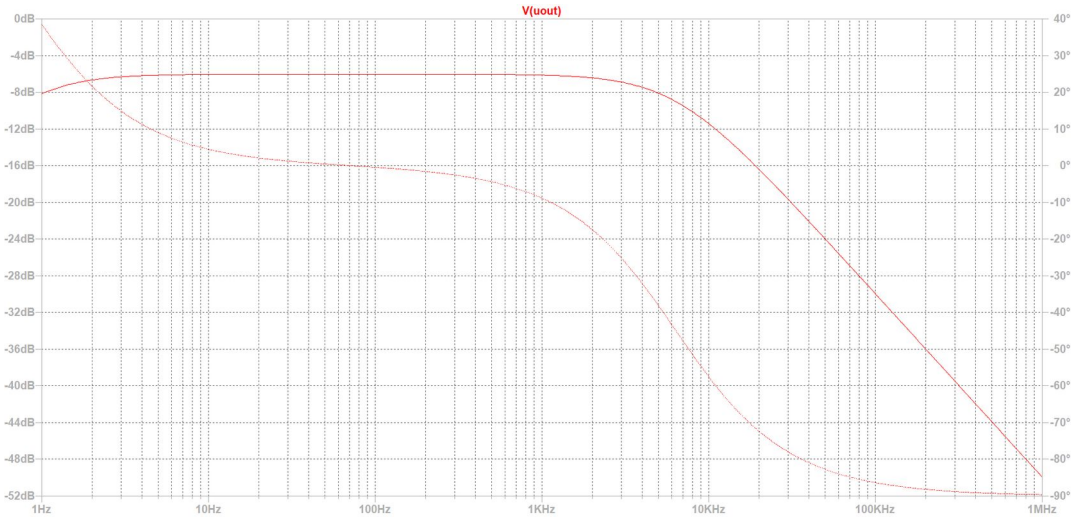


Figura 27

Multiplicando por 10 o R_{ser} reduzimos a frequência onde o ganho cai 2dB também em 10 vezes, para 5kHz, e a queda de 3dB passa a acontecer em 6,3kHz, uma redução de 10 vezes também. Fica clara a relação inversamente proporcional entre o valor de R_{ser} e a frequência de corte superior, que é como chamamos a frequência onde ocorre a queda de 3dB.

À medida que o valor das resistências vai se aproximando, o valor das frequências extremas vai também se aproximando e o comportamento passa banda vai se acentuando…

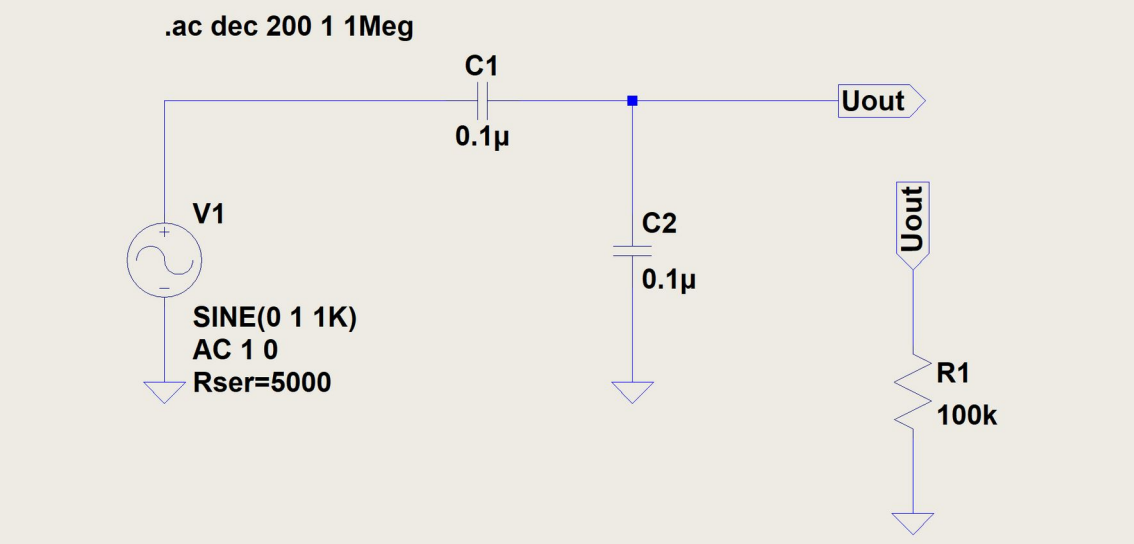


Figura 28

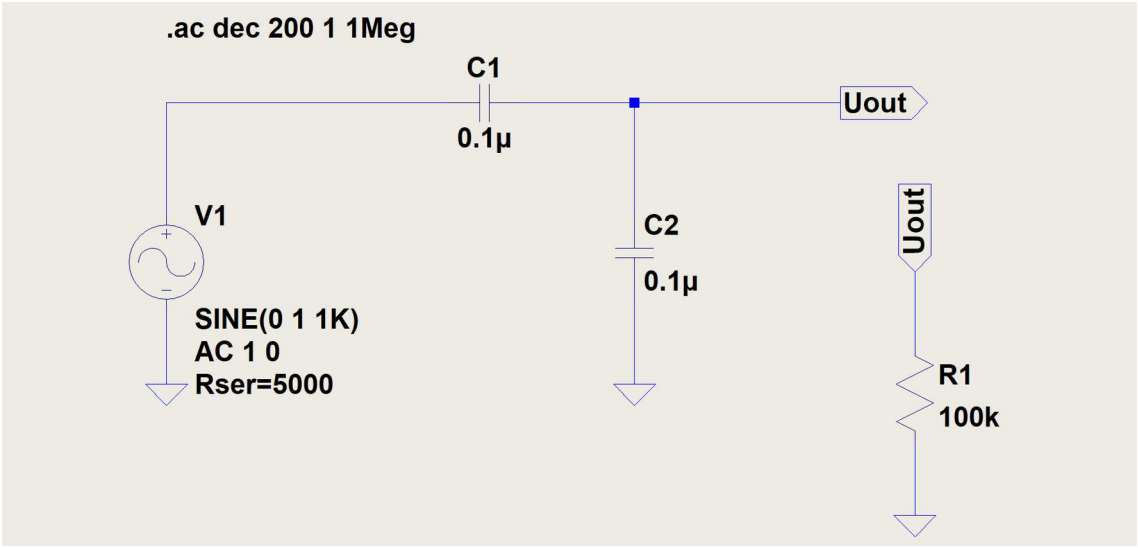


Figura 29

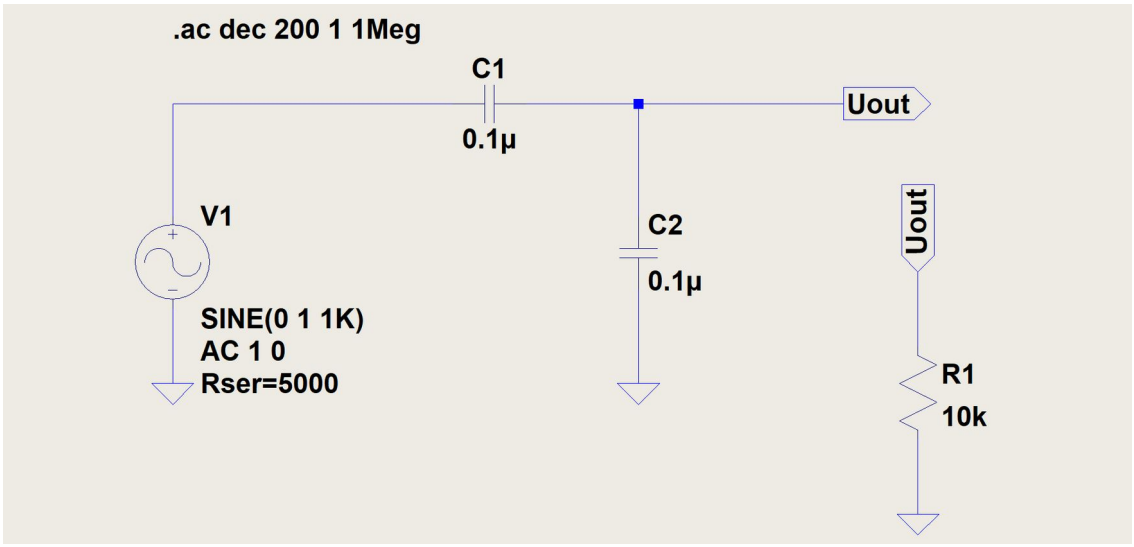


Figura 30

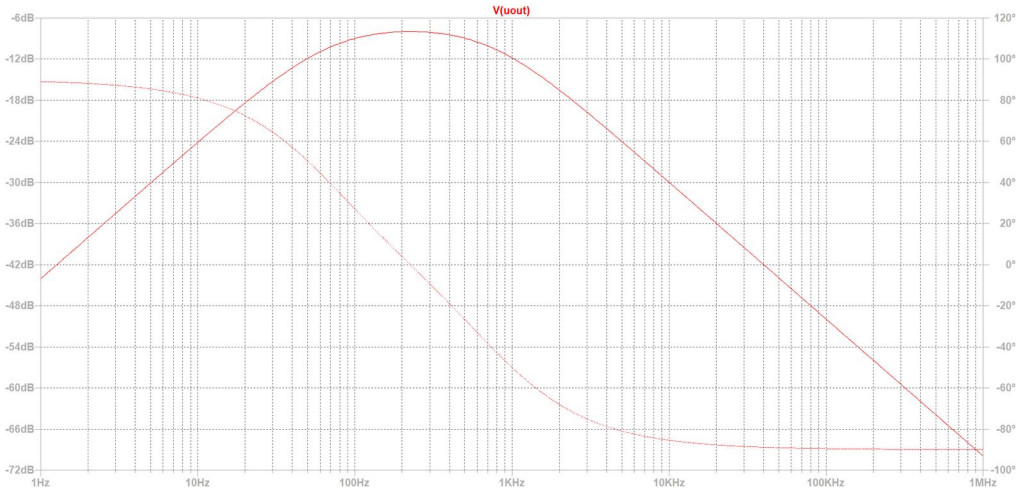


Figura 31

Redesenhando o circuito e explicitando a resistência interna da fonte de sinal.

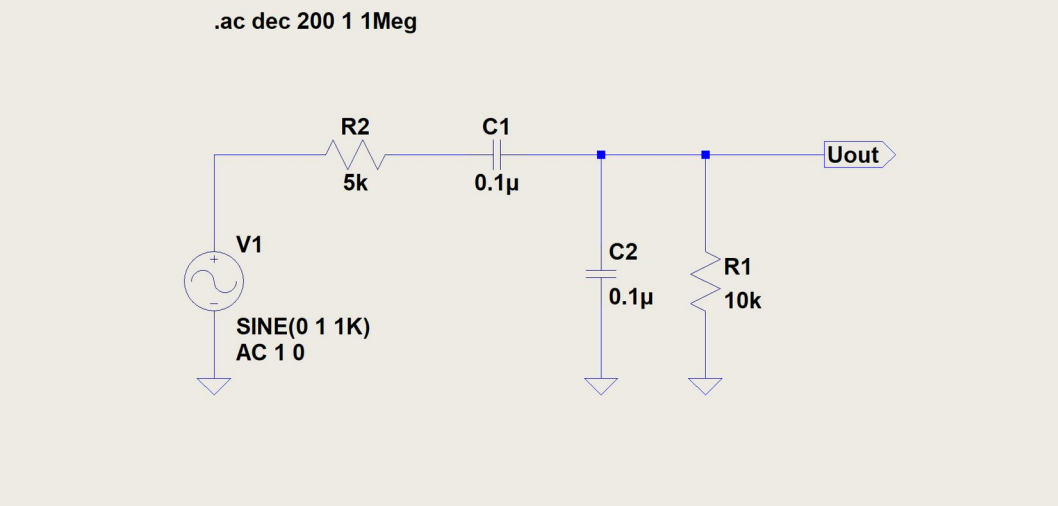


Figura 32

E observamos como os produtos RC definem o comportamento em função da frequência dos circuitos com capacitores e resistores.

Para calcular quantitativamente o resultado desse filtro, já que qualitativamente, podemos dizer que: em CC não haverá tensão de saída, uma vez que o capacitor C1 vai bloqueá-la, e em frequências muito altas também não haverá tensão de saída, já que o capacitor C2 vai desviar toda a corrente para terra, precisamos de uma maneira mais precisa e quantitativa de lidar com esses circuitos e sua dependência da frequência.

Como uma primeira observação, voltamos à figura 13, do filtro RC:

O produto resistência vezes capacitância tem dimensões de tempo.

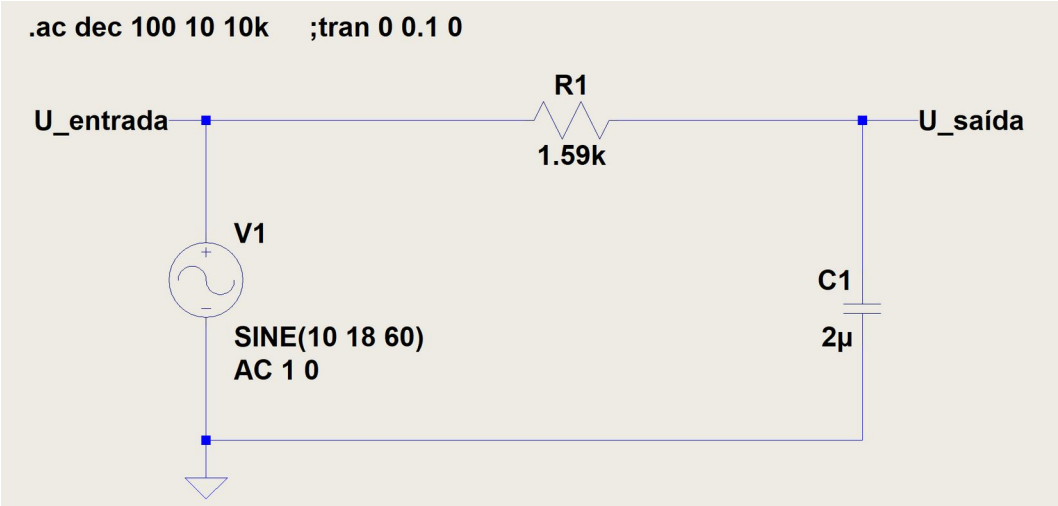


Figura 33

Lembrando que frequência tem dimensões de 1/tempo, ou s^{-1}, podemos calcular:

$$\omega = \frac{1}{3{,}18^{-3}} = 314\,(radianos/s) = k \cdot f = 2 \cdot \pi \cdot f$$

A **frequência angular** característica desse circuito.

E lembrando também que durante um ciclo temos uma variação de ângulo de 2π radianos, então a **frequência característica desse circuito, em Hz** será de:

$$f = \frac{\omega}{2 \cdot \pi} = \frac{314}{6{,}28} = 50\ Hz$$

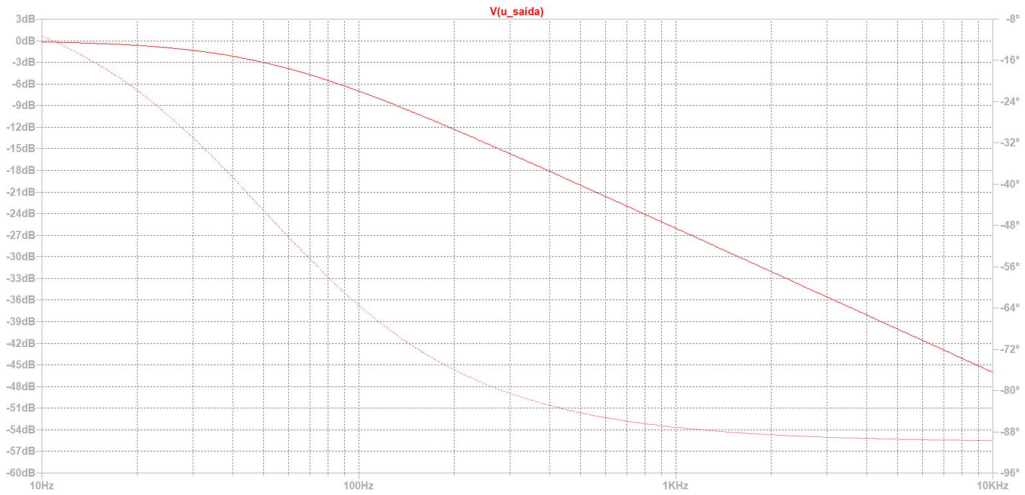


Figura 34

Para isso vamos usar uma ferramenta poderosa e um pouco assustadora, mas que no fim da história vai se revelar muito mais simples de usar do que pode parecer... a **Transformada de Laplace**.

Até o próximo número!

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.



Amplificadores de potência – Classes e Especificações



João Yazbek*

CLASSES DE AMPLIFICADORES

Em relação aos amplificadores de áudio, existem muitas siglas que o leitor certamente já ouviu falar, como classe AB, Classe D, classe H. As empresas, de vez em quando, lançam novas classes de amplificação, geralmente prometendo o melhor desempenho do mercado. Afinal, o que são classes de amplificação e quais são as limitações e vantagens de cada uma delas?

Saber também quais são as características mais importantes a serem consideradas na escolha de amplificador nos dará segurança na aquisição de um bom equipamento.

Trataremos futuramente das características dos alto-falantes e das dificuldades que estes geram no desempenho dos amplificadores. A eficiência na conversão da energia para impulsionar os alto-falantes historicamente sempre foi muito baixa. Aliada ao fato de que os alto-falantes também são extremamente ineficientes na conversão da energia elétrica em energia acústica, todo o conjunto amplificador-caixas acústicas é, também, muito ineficiente, transformando uma grande parte da energia consumida em calor. Os alto-falantes transformam somente algo em torno de 1% da energia elétrica recebida em energia acústica.

Voltando aos amplificadores, sem entrar em muitos detalhes técnicos, o estágio de potência pode ser configurado em uma certa quantidade de modos que afetarão basicamente dois parâmetros: eficiência e distorção. Esses modos, chamados de classes de operação, foram definidos há algum tempo de acordo com alguns parâmetros eletrônicos dos circuitos envolvidos. Vamos abordar aqui as classes básicas A, B, AB, D, G e H. Não serão discutidas aqui as classes C, E e F, pois sua aplicação não é em áudio, assim como outras classes menos conhecidas e outras que são somente artefatos de marketing.

*Engenheiro eletricista

Classe A: são os mais lineares (ou seja, apresentam inerentemente menores valores de distorção) e menos eficientes. São amplamente utilizados em pré- amplificadores, em circuitos onde a potência é muito baixa. Na prática, os amplificadores de potência em classe A têm eficiência na ordem de 20 a 25%, pois eles estão trabalhando o tempo todo com potência elevada, mesmo sem sinal em sua saída. Isso significa que eles dissipam os outros 75 a 80% da energia em calor. Logo, esses amplificadores são grandes, pesados e trabalham em temperaturas elevadas. Lembrando o que já discutimos sobre distorção por cruzamento na coluna do mês passado, os amplificadores classe A estão, por conceito, livres desse tipo de distorção, que está associada às classes B/AB. Além disso, devido à geração de calor, as potências obtidas não costumam são altas. As Subclasses A1 e A2 são utilizadas em amplificadores valvulados.

Classe B: a próxima classe de amplificação oferece boa eficiência, mas baixa linearidade (ou seja, altas taxas de distorção), principalmente pela existência de distorção por cruzamento elevada. A eficiência teórica é de 78%. Hoje em dia, amplificadores classe B são utilizados somente em equipamentos portáteis para voz e não mais em produtos de melhor qualidade, tendo sido substituídos pela classe AB. As vantagens imediatas do conceito são: não há muita dissipação de calor, pois a energia não é utilizada até que ela seja necessária. Isso significa que eles se tornam mais leves, menores e trabalham mais frios que os amplificadores classe A.

Classe AB: esta é até hoje a classe de operação mais popular no mercado, pela facilidade em se obter bom desempenho aliada a um custo razoável. A classe AB, como o próprio nome diz, é uma operação entre as classes A e B. O quão ela está próxima da classe A ou B depende de decisões do fabricante, mas geralmente ela está muito mais próxima da classe B do que da classe A. A distorção do cruzamento é minimizada (mas não eliminada), e toda a ineficiência de operação da classe A é deixada de lado. Esta combinação de boa eficiência (ao redor de 50% a 60%) com uma linearidade razoável é o que faz a classe AB o tipo mais popular de amplificação. Classes AB_1 ou AB_2 são subclasses utilizadas em amplificadores valvulados.

Classe D: Amplificadores classe D são aqueles que não trabalham de forma linear, mas sim através de uma forma de amplificação chamada de chaveada. De forma similar a um sistema digital, os elementos de chaveamento possuem somente dois estados: ligado (1) e desligado (0). O amplificador funciona transformando a entrada de sinal em uma sequência de pulsos de tensão mais elevada que são proporcionais ao sinal de entrada. A saída analógica é conseguida reconstruindo-se o sinal modulado através de um filtro. Com esta técnica consegue-se um amplificador em teoria 100% eficiente.

Porém, existem limitações práticas e os amplificadores classe D conseguem eficiências da ordem de 90%. Isso se traduz em produtos

menores, que geram muito pouco calor e consomem pouca energia para operarem.

A classe D não é uma tecnologia nova. Entretanto, ela não apresentava qualidade sonora até recentemente. Há dez anos, amplificadores classe D eram exclusivamente utilizados em subwoofers, devido à sua limitada banda passante. Isso hoje não existe mais, os amplificadores classe D são em sua maioria full-range e reproduzem todo o espectro audível com qualidade. Nos últimos anos, amplificadores classe D de alto desempenho surgiram no mercado. Gradativamente, vários fabricantes têm lançado produtos classe D, entre eles Rotel, Pioneer, e Jeff Rowland, para citar apenas alguns.

E quanto às limitações da classe D? Elas existem e a principal é a distorção produzida pelo tempo morto de chaveamento (chamado de Dead Time). Quanto maior o Dead Time, maior a distorção. Por outro lado, se o Dead Time é muito pequeno ou próximo de zero, há risco para a confiabilidade do amplificador, a não ser que se lance mão de técnicas especiais. Houve ao menos uma marca (que é nacional e do segmento automotivo) com produtos com a tecnologia ZDTS (Zero Dead Time Switching), que promete a melhor reprodução possível atualmente em classe D, cotada como superior aos melhores amplificadores classe AB do mercado.

Classes G e H são duas classes de amplificação onde há um chaveamento na tensão de alimentação quando o sinal musical ultrapassa certo limite. Isso aumenta a eficiência e permite a obtenção de maiores potências para um dado tamanho e peso. Essa classe é bastante comum em áudio profissional. Apesar disso, reina no mercado profissional uma confusão considerável, pois amplificadores classe G são especificados como de H e vice-versa. Isso ocorre notadamente nos mercados europeu e americano.

Após essa exaustiva descrição de classes, o que o nosso leitor deverá ter em mente? Se o uso é em home theater, as opções são somente duas, em função da quantidade de canais e potências envolvidas: classe AB e Classe D, sendo que os fabricantes de receivers multi-canais estão no momento migrando suas linhas para classe D, em função das possibilidades de reduzir espaço e custo.

Se o leitor usa estéreo, as opções são (em ordem alfabética) classe A, AB, D, G/H. A decisão deve ser feita em função do custo, peso, geração de calor e desempenho. Lembrando-se de que quanto mais eficiente o amplificador, mais “verde” este será, pois utilizará menos energia para trabalhar, tornando o prazer de ouvir música ou ver um filme um pouco mais amigo do meio ambiente.

A classe A tem a melhor performance, mas com maior preço e há a limitação de potência, enquanto a a Classe AB tem relação custo / performance bastante evoluída, por se tratar de uma tecnologia madura. A classe D é o que há de mais moderno em tecnologia de amplificação, está ainda em franca evolução e tem as maiores potências do mercado a um preço bastante competitivo. As classes G/H são mais vistas em uso profissional, mas existem unidades desenvolvidas para uso doméstico com qualidade similar aos Classe AB.

ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

Após ler nossos artigos sobre amplificadores de potência, o leitor deve estar se perguntando: mas qual seria uma boa especificação de um amplificador de potência?

Nem sempre é possível ouvir os produtos a serem comprados, logo é interessante entender as especificações básicas dos amplificadores. Isso é particularmente importante para os profissionais que têm que especificar e comprar amplificadores para um projeto em andamento.

Partindo do princípio que as especificações declaradas estão corretas (pois há muitos aparelhos que foram medidos em laboratório e que apresentam valores que não chegam ao menos perto do declarado), as especificações básicas a serem observadas são as apresentadas abaixo:

Potência de saída: como já discutimos, ela deve ser declarada com os seguintes detalhes: por menção a uma norma específica (como a IEC 60268-3) ou então declarando que se trata de potência media (RMS - não máxima – desconfie), acompanhada do nível de distorção especificado, da faixa de frequência em que ela é válida, da impedância em que foi medida e da tensão de rede utilizada.

É importante também saber se ela foi medida com um ou com todos os canais operando simultaneamente, como já abordamos em coluna passada.

Como exemplo, vamos pegar o valor declarado de um produto comercial:

Potência RMS NBR IEC 60268-3, medida a 120 VAC de rede:

-em 8 ohms: 100W
-em 4 ohms: 140W

Esta especificação está perfeita, pois declara a norma utilizada e os valores obtidos em 8 ohms e em 4 ohms de impedância, com a tensão de alimentação de 120V.

Outros exemplos:

Potência RMS: 300 W em 4 ohms, com distorção máxima de 1% em 1KHz a 120V de rede.

Potência: 150W RMS em 8 ohms e 200W RMS em 4 ohms

Potência Máxima: 150W RMS em 8 ohms e 200W RMS em 4 ohms.

Enquanto no primeiro caso a especificação de potência está quase perfeita, os outros dois imediatamente abaixo mostram valores incompletos e no último caso, temos ainda a dúvida: trata-se de potência máxima ou media (RMS)? Muito provavelmente se trata de potência máxima e pode ser um artifício para enganar o consumidor.

Em caso de dúvida, deve-se observar a declaração de consumo máximo do produto: apesar dessa análise não ser definitiva, ela pode dar uma ideia da potência real do produto, afinal nenhum amplificador gera mais potência de saída do que aquela que entra pela tomada de energia.

Veja um exemplo abaixo:

Potência de saída: dois canais de 100W RMS em 4 ohms.

Consumo máximo de 150W.

Naturalmente há algo de errado, pois o produto produz 200W e consome apenas 150W. Em casos assim, desconfie da declaração de potência.

Concluindo, para uso residencial, a potência considerada razoável para a reprodução em alta qualidade do sinal musical é da ordem de 50W a 200W médios (RMS) por canal, para ambientes de tamanho médio e volumes intermediários de audição. Salas maiores ou volumes mais altos poderão exigir mais potência.

Resposta em frequência: este item é relativamente simples de se explicar em sua forma básica. Em áudio, o valor de referência utilizado é chamado de 0 dB (dB é abreviação de decibel, que é uma unidade de medida com escala logarítmica) na frequência de 1KHz. O mínimo desejado é que a resposta em frequência seja de 20Hz a 20KHz (que é a faixa audível do ouvido humano) dentro de uma tolerância de 0,5dB. Naturalmente, amplificadores de melhor qualidade vão muito além disso. Também é comum especificar os limites de frequência como pontos de -3dB. Bons amplificadores devem ter resposta estendida nas frequências subsônicas (abaixo de 20Hz) e nas frequências acima da faixa audível (acima de 20KHz). Um bom exemplo de alta performance seria uma resposta de 1Hz a 80KHz dentro de -3dB.

Relação Sinal-Ruído. Ela costuma ser especificada como um valor em dB que expressa a relação entre o sinal reproduzido e o ruído interno gerado pelo produto. Existem dois métodos principais de medição, um que utiliza uma curva chamada curva A e outro que não utiliza nenhum pré-condicionamento, usualmente chamado de “unweighted“. Valores bons são da ordem de -90dB unweighted e -95dB curva A (ou “A weighted”, ou ainda dBA). Amplificadores de alto desempenho apresentarão naturalmente valores superiores, como respectivamente -105dBA e -110dBA.

Distorção Harmônica: Vamos abordar aqui somente o valor total de distorção harmônica ou THD. Esta é a distorção usualmente especificada na maioria dos produtos e é o resultado de não linearidades no amplificador que produzem artefatos que estão em frequências múltiplas da frequência que está sendo amplificada, conforme já abordamos em coluna passada. Valores bons são aqueles abaixo de 0,05% para amplificadores transistorizados e abaixo de 0,5 % para amplificadores valvulados. Esses valores são geralmente expressos na frequência de 1KHz ou na banda de frequências de áudio (20H\z a 20KHz) e na potência de 1W ou na potência máxima do amplificador. Cada fabricante tem uma forma de declarar. Naturalmente, um valor de distorção que esteja especificado como sendo 0,05% de 20Hz a 20KHz na potência máxima declarada será muito melhor do que outra que especifica 0,05% em 1KHz a 1 W de potência. Mais um caso para ficar atento na forma como os números são declarados.

Fator de amortecimento: em linhas gerais, o fator de amortecimento é um número que nos indica o quanto a saída de um amplificador é sensível às variações na impedância do alto-falante. Quanto maior o número, menor será a alteração na resposta em frequência do amplificador em relação às variações de impedância da caixa. Amplificadores valvulados usualmente têm fator de amortecimento bastante baixo, e como consequência sua resposta em frequência acaba sendo modulada pela impedância dos alto-falantes, produzindo uma equalização que muitas vezes pode parecer como um som de melhor qualidade, mas que, na realidade, é infiel à gravação original. Há também um efeito de melhor controle do movimento do cone do alto-falante (por isso o nome fator de amortecimento), mas, na prática, esse efeito fica abaixo da importância que se dá a ele quando se incluem os cabos de conexão e o divisor de frequências interno da caixa acústica. Bons amplificadores têm fator de amortecimento acima de 100, sendo que os melhores podem chegar a valores da ordem de 1000.

Capacidade de corrente: muitos produtos especificam a capacidade de corrente do estágio de saída em ampères. A capacidade de corrente nos mostra se o amplificador consegue trabalhar com folga ao ser conectado a cargas reativas, como por exemplo, caixas acústicas difíceis de serem excitadas. Valores elevados de corrente evitam a distorção por limitação de corrente do estágio de saída. Números bons são da ordem de 30A para os amplificadores com potência próxima de 200W médios (RMS) e se alteram proporcionalmente para potências maiores ou menores.

Separação entre canais: em amplificadores com dois ou mais canais, o sinal de um canal pode interferir no outro e se tornar audível, comprometendo a imagem estéreo ou multi-canal. Um valor razoável para bons amplificadores é algo acima de 75dB em 1KHz.

Impedância de entrada: geralmente este é um item considerado pouco relevante. Porém, quanto menor a impedância de entrada melhor, pois assim teremos menos ruído. Isso porque quanto menor a impedância, menos ruído o amplificador produzirá. Para trabalho com pré-amplificadores valvulados, valores acima de 50kΩ são desejáveis, mas se seu equipamento permitir, a impedância de entrada ideal para o que tenhamos mínimo ruído será da ordem de 10kΩ a 22kΩ Hoje em dia, ainda são poucos os amplificadores que apresentam essa ordem de grandeza para a impedância de entrada.

Sensibilidade de entrada: em áudio residencial, este é um item onde se dá pouca atenção e valores de 0,70V a 1,5V RMS são suficientes para a maioria das aplicações domésticas. Isso muda bastante quando se fala em áudio profissional, onde a sensibilidade de entrada tem de se manter dentro de certos padrões.

Estas são as especificações básicas a se procurar em bons amplificadores, escritas de uma forma um pouco menos complicada. Acredito que, apesar da inevitável linguagem técnica, que foi reduzida ao mínimo necessário, o artigo pode ser útil para um grande espectro de leitores.

Com isso acabamos nossa introdução aos amplificadores de potência.

Até o próximo mês!

Análise do Amplificador Gradiente HA- II



Marcelo Yared*

Pessoal, neste mês avaliaremos um dos últimos lançamentos da “era de ouro” dos amplificadores de potência da Gradiente, o famoso HA-II, componente da linha Esotech, um conjunto de equipamentos sofisticados produzidos pela Gradiente na década de 80, incorporando a grande novidade no mercado brasileiro de então, o CD player.

A linha Esotech era bem ampla e completa, e permitia combinações entre seus equipamentos, formando um conjunto muito bonito e harmonioso.



Rack Esotech

*Engenheiro Eletricista



Componentes da linha Esotech em seu lançamento

Posteriormente outros equipamentos foram adicionados à linha, que chegou a ter um receiver A/V em seu catálogo. A Gradiente, à época, começou a diversificar seus produtos.

Voltando ao HA-II, só podemos dizer uma palavra sobre seu desenho industrial: elegante!

Pode ser por conta do gosto deste articulista, mas a sobriedade, o conjunto de botões e o enorme medidor de VU duplo, com acabamento grafite escuro compõem uma das mais bonitas peças do áudio nacional da época. De parabéns os “designers” da Gradiente à época.

À parte o painel dianteiro, podemos observar que o chassis do aparelho é o mesmo utilizado pelo Polyvox em seu PM5000, empresa que foi adquirida pela Gradiente alguns anos antes do lançamento da linha Esotech. A escolha foi boa, pois, além de bonito, é um chassis que permite distribuição inteligente de seus componentes e permite fácil ventilação das etapas de potência, com grandes dissipadores de alumínio anodizado.

O painel frontal é simples, com o medidor de VU dominando a frente do aparelho. LEDs indicam a sensibilidade dos medidores (-20dB e 0dB) e um terceiro, vermelho, indica que o equipamento está operando em ponte (bridge mode). Para a seleção desta última função, há uma chave rasa na parte superior do equipamento.

Este painel tem apenas cinco botões: um para ligar e desligar o aparelho, um par para acionar os dois sistemas de falantes possíveis e outro par para selecionar as sensibilidades de entrada e do medidor de VU, ambas nos níveis já descritos acima.

Bem espartano, contendo apenas o mínimo necessário para a correta utilização do aparelho. Uma saída para fones de ouvido completa o conjunto.

No painel traseiro, dois jogos de conectores para entrada de sinal, dois jogos para os sistemas de falantes A e B, chave de seleção de tensão, porta-fusível e uma tomada de energia não comutada. Bem simples também, e funcional.

Aliás, essa simplicidade era uma característica da linha Esotech. Na época, começavam a aparecer produtos com projetos “minimalistas”, baseados na crença de que quanto menos componentes houver no caminho do sinal, maior será a fidelidade de reprodução sonora. Ainda hoje há seguidores desse princípio.

O amplificador é bem pesado, e a ausência de alças torna o processo de movê-lo chato, pois tem quinas rígidas.

O manual do equipamento é bom, com especificações técnicas e diagramas de uso e ligações. Isso não era novidade nos produtos da Gradiente, que sempre cuidou bem desses detalhes.

Trata-se de um amplificador bem potente, com características objetivas divulgadas muito boas para a época, e mesmo para hoje.

ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

CARACTERÍSTICAS GERAIS

Alimentação	110V a 120V (120V) 220V a 240V (220V)
Consumo (sem sinal)	50W
Consumo (a plena potência, 8 ohms)	490W
Consumo (a plena potência, 4 ohms)	820W
Dimensões (LxAxP em mm)	450x167x374
Peso (kg)	19,5
Saída AC (rede)	1 UNSWITCHED (não chaveada)
Fonte	Dupla (uma para cada canal) 144V/20.000uF (x2)
Acessórios	Cabos de Áudio Pano de Limpeza Fusível 3A Fusível 6A

SEÇÃO AMPLIFICADORA

Potência contínua média de saída (potência RMS mínima de 20Hz a 20kHz, dois canais operando e com DHT não superior à nominal)	8 ohms: 170W + 170W (22,3dBW) 4 ohms: 250W + 250W (24dBW) BTL (8 ohms): 500W
Distorção nominal, DHT de 20Hz a 20kHz)	8 ohms: ⩽ 0,04% 4 ohms: ⩽ 0,06% BTL: ⩽ 0,09%
Potência máxima contínua tangente ao clipamento, dois canais operando	8 ohms: 180W + 180W 4 ohms: 290W + 290W BTL (8 ohms): 580W
Potência dinâmica (potência máxima por canal, por curto período de tempo	8 ohms: 210W + 210W 4 ohms: 370W + 370W 2 ohms: 500W + 500W
Índice de carga reativa	+0,9dB (210W + 210W)
"Slew rate" (20kHz, 8 ohms)	30V/us
Fator de amortecimento	> 150
DHT de 250mW à potência nominal (DHT de 20Hz a 20kHz)	8 ohms: ⩽ 0,04% 4 ohms: ⩽ 0,07%
Distorção por intermodulação SMPTE, de 250mW à potência nominal (60Hz, -7kHz, 4:1)	8 ohms: ⩽ 0,03% 4 ohms: ⩽ 0,05%
Distorção por intermodulação IHF à potência nominal (CCIF IM 19kHz + 20kHz)	8 ohms: ⩽ 0,02% 4 ohms: ⩽ 0,04%
Resposta de freqüências (1W, 8 ohms)	10Hz a 20kHz, ± 0,2dB 5Hz a 100kHz, +0,2dB, -3dB
Impedância de entrada	25k ohms

Como podemos ver, as especificações são detalhadas. Entretanto, se os leitores acompanharam o artigo do especialista João Yazbek, neste número, verão que a especificação de potência está quase perfeita, faltando apenas especificar a tensão de entrada do aparelho nas medições.

REFORMA DO APARELHO

O equipamento desta análise estava com a estética ruim e funcionando. Necessitou de alguma reparação e de troca de seus eletrolíticos, bem desgastados pelo uso intenso, além da recuperação estética. Reajustei a corrente de repouso dos dois canais e dobrei a capacitância da fonte, somente, sem alterar mais nada.

Em um canal havia problemas, que reparei (um transistor e dois resistores danificados), mas nas medições observei que ainda há um pouco mais de distorção nele em relação ao outro, o que me leva a crer que pode haver algum problema no estágio de entrada, mas o amplificador, no geral, funciona bem, com um som agradável.



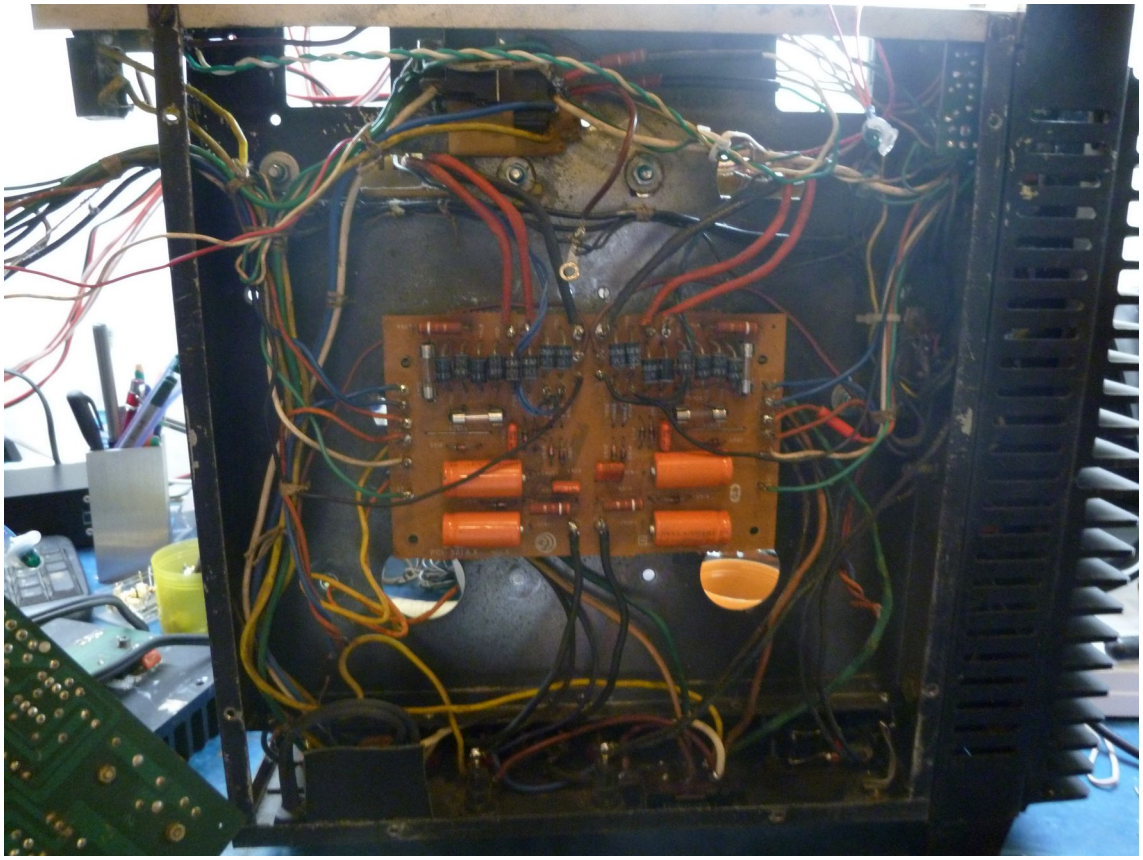






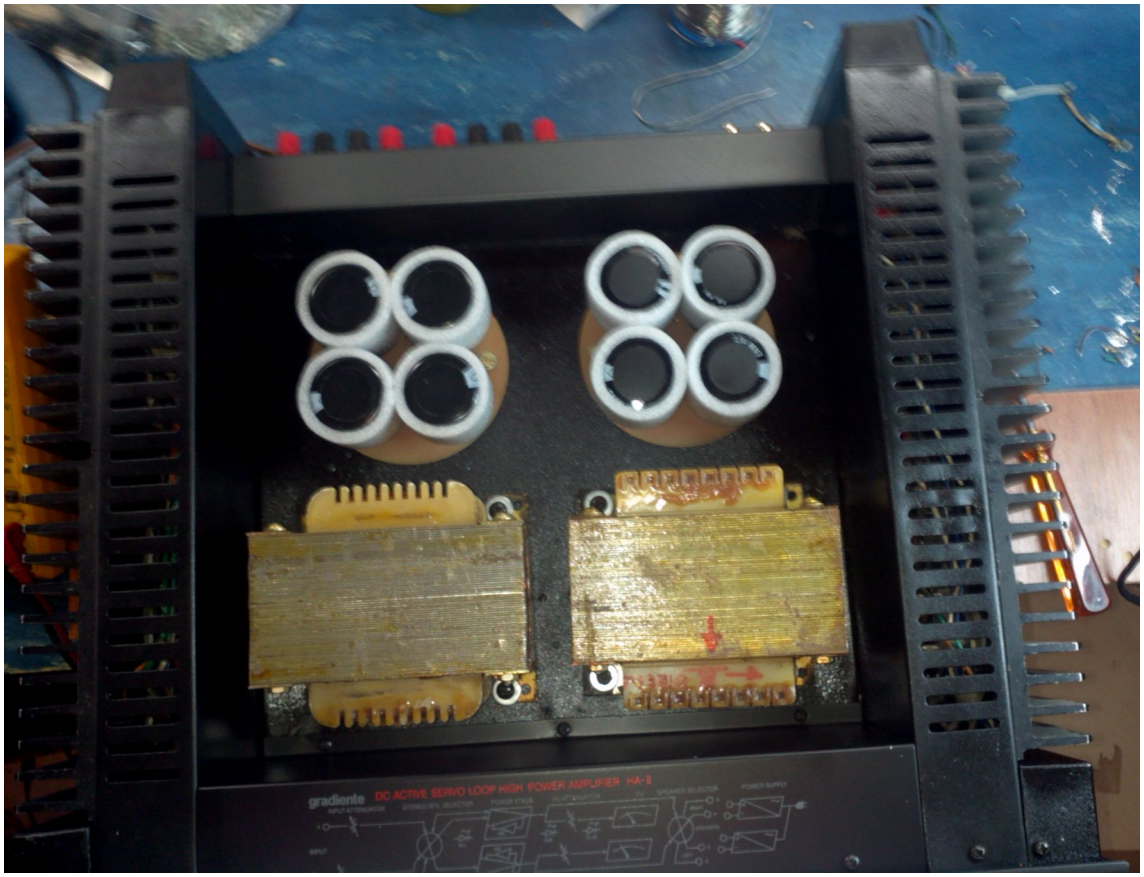
O equipamento foi todo desmontado, seus painéis internos e chassis lavados e pintados com tinta preta, enquanto os painéis dianteir e traseiro e as tampas e canecas de proteção dos transformadores e dos eletrolíticos principais da fonte foram recuperados por especialistas em restauração de painéis.

Abaixo pode ser visto o processo de recuperação e o resultado final com vistas superior e traseira.



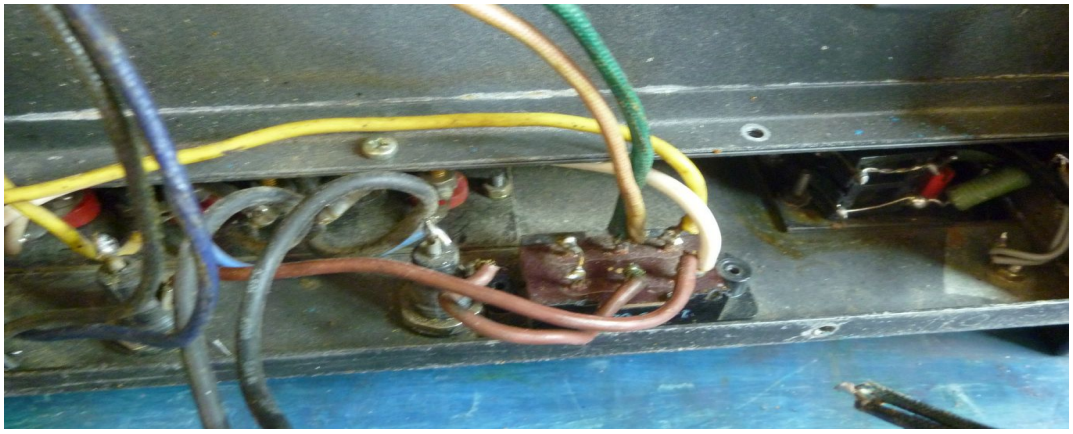






Um item que mereceu alguma atenção foi a chave 110/220VCA.

A que estava no equipamento não acredito ser a original, pois não era quádrupla e, também, estava bastante gasta e aparentava danos. A substituímos, mas não pela original, que não encontramos à época.



A que encontramos tinha aproximadamente o mesmo tamanho, mas a distância entre os furos de fixação era diferente, então fizemos uma pequena “gambiarra”.



A fixação ficou bem firme e com uma vantagem, a meu ver, pois a chave ficou um pouco mais funda em relação ao painel, dificultando mais ainda mais mudanças não intencionais.

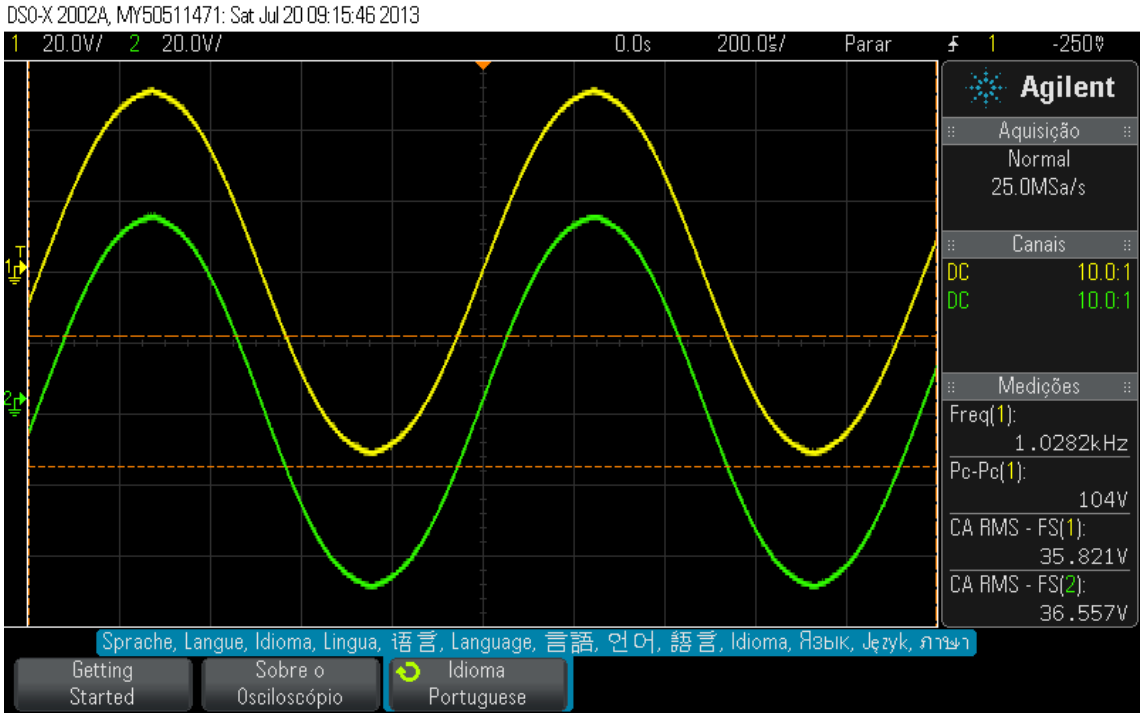




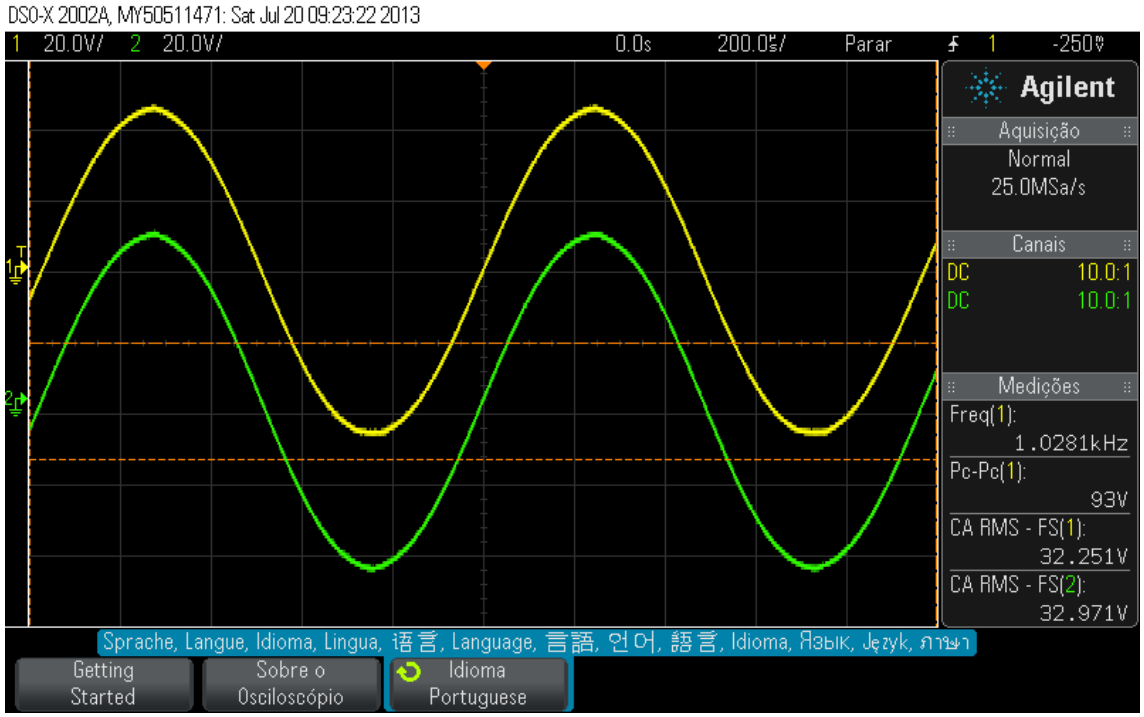
O trabalho de restauração da pintura e da serigrafia ficou muito bom, e o equipamento está agora com um aspecto ótimo.

ANÁLISE TÉCNICA

Potência média (RMS) de saída a 1kHz, no limite do ceifamento



Em 8Ω

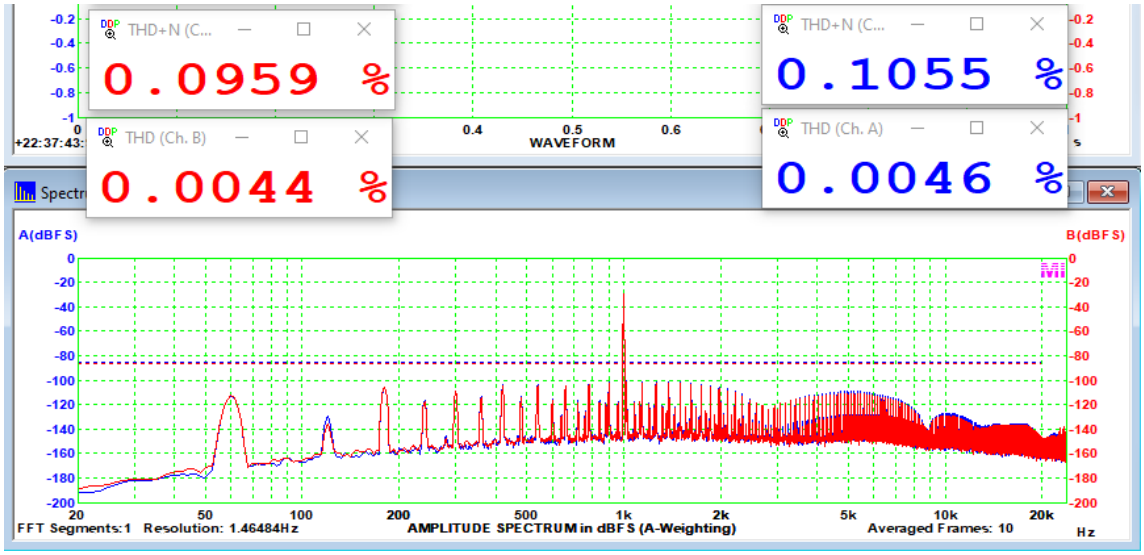


Em 4Ω

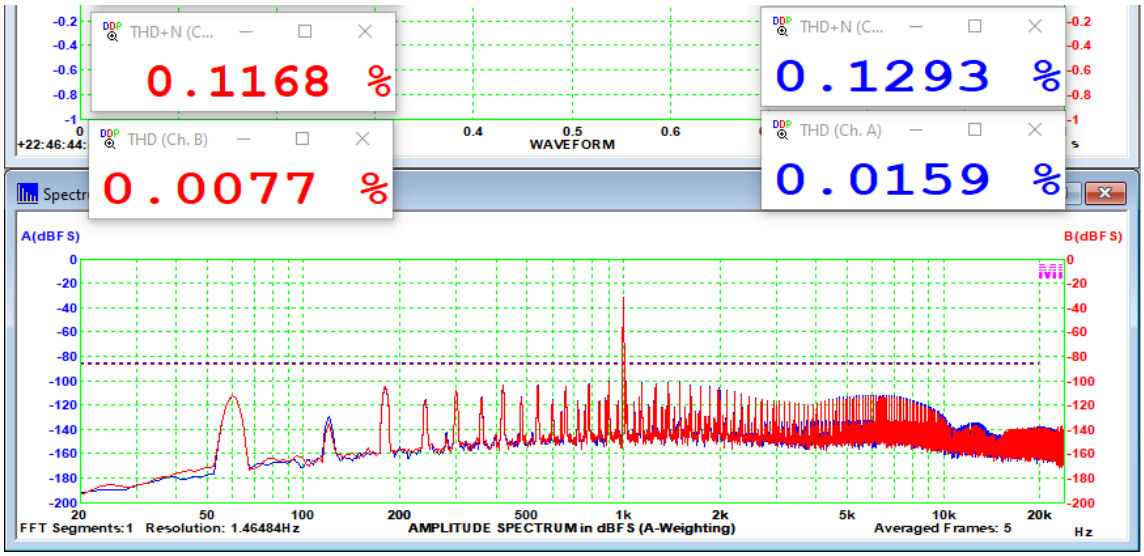
Obtivemos **167W/8Ω** e **270W/4Ω**, com ambos os canais em carga e tensão da rede de 220VCA, após 1 hora de aquecimento a 1/3 da potência nominal (8Ω).

Esses valores são bem próximos e mesmo acima dos divulgados (170W e 250W, respectivamente) e mostram um equipamento bastante potente. Posteriormente alimentamos o HA-II com 240VCA, que seria o limite de tensão nominal, e obtivemos **190W em 8Ω** e **292W em 4Ω**.

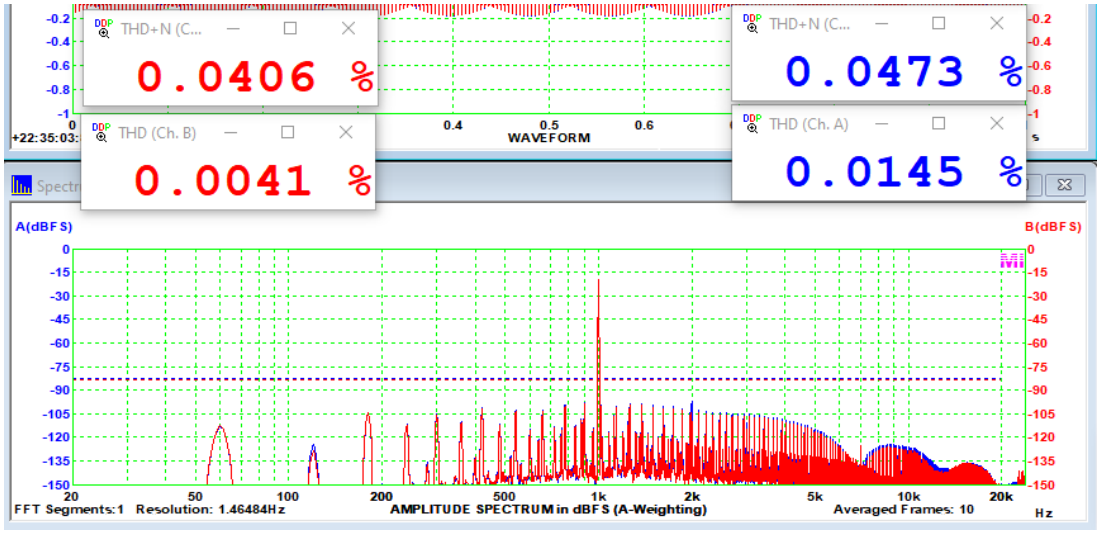
Distorção Harmônica Total, a 1kHz



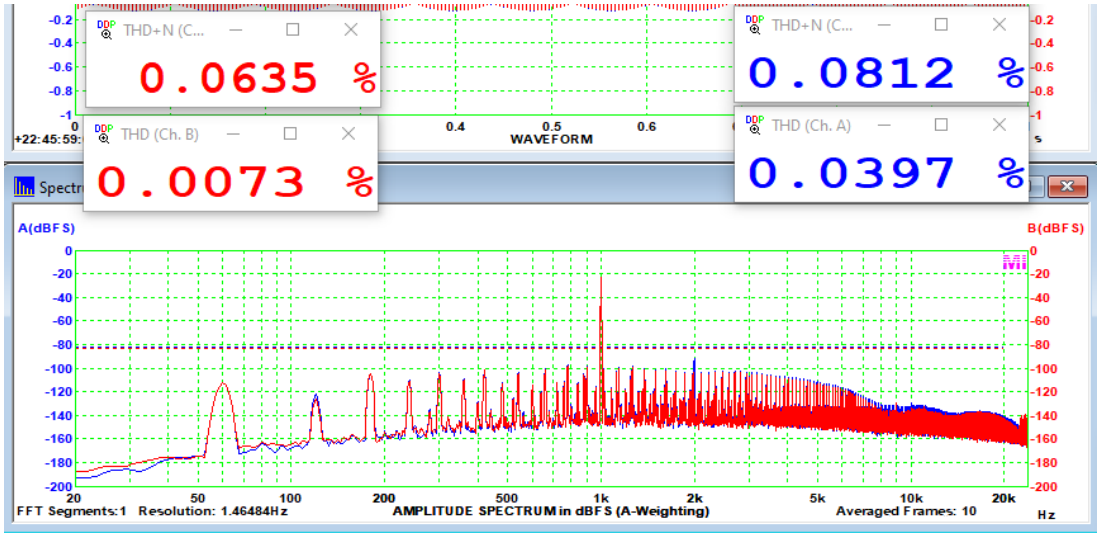
A 1W, 8Ω



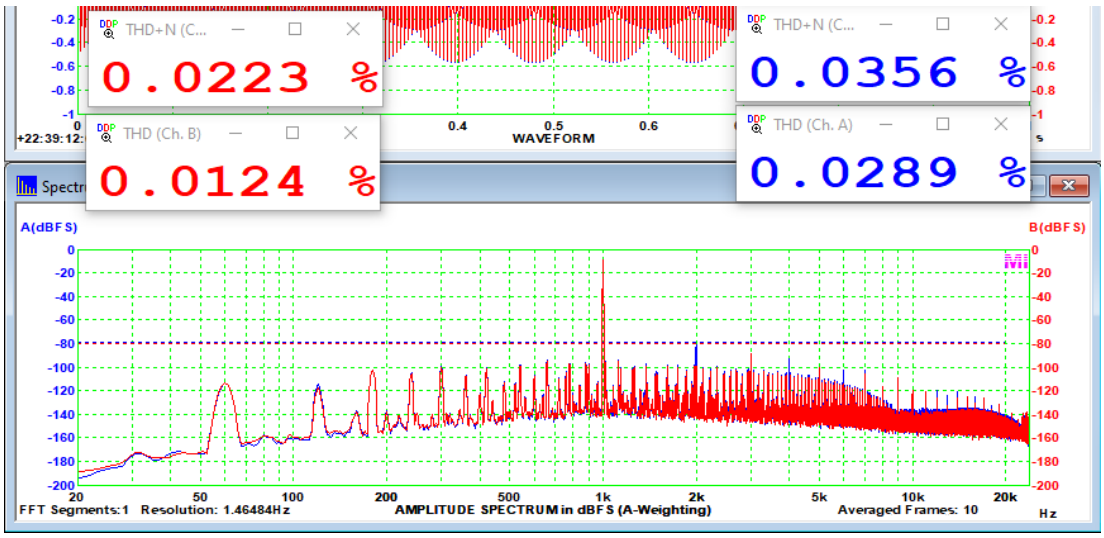
A 1W, 4Ω



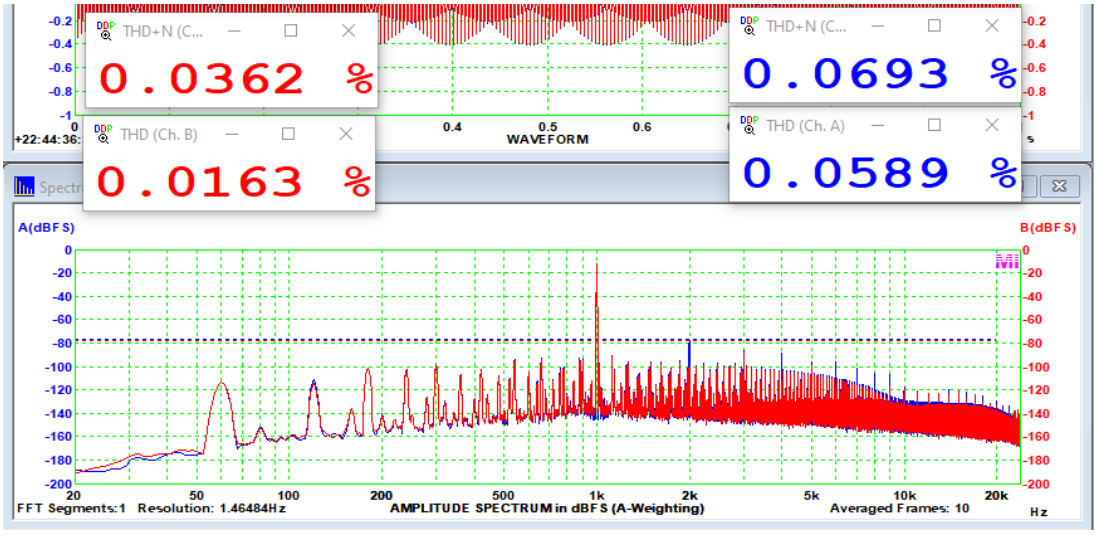
A 10W, 8Ω



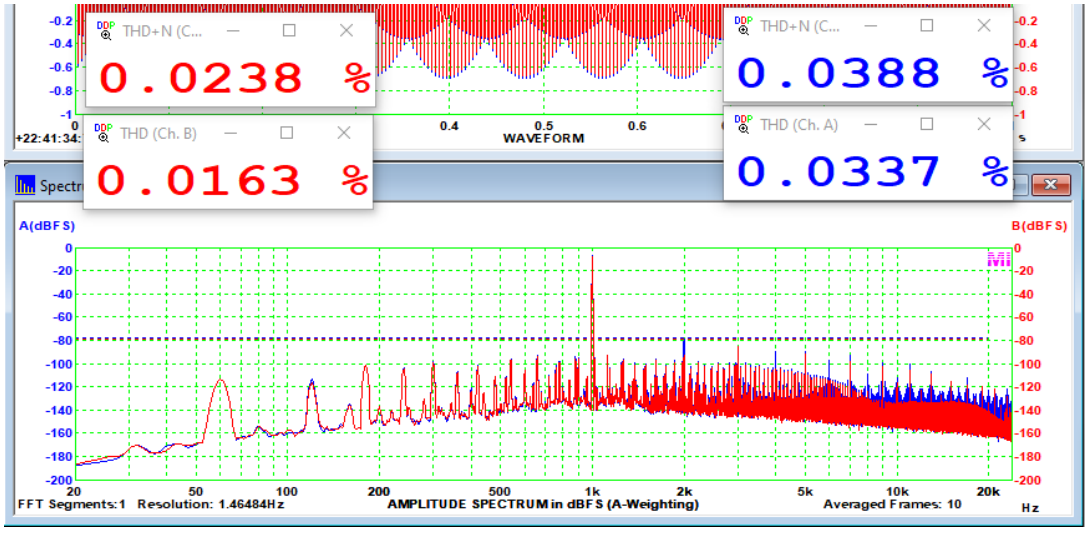
A 10W, 4Ω



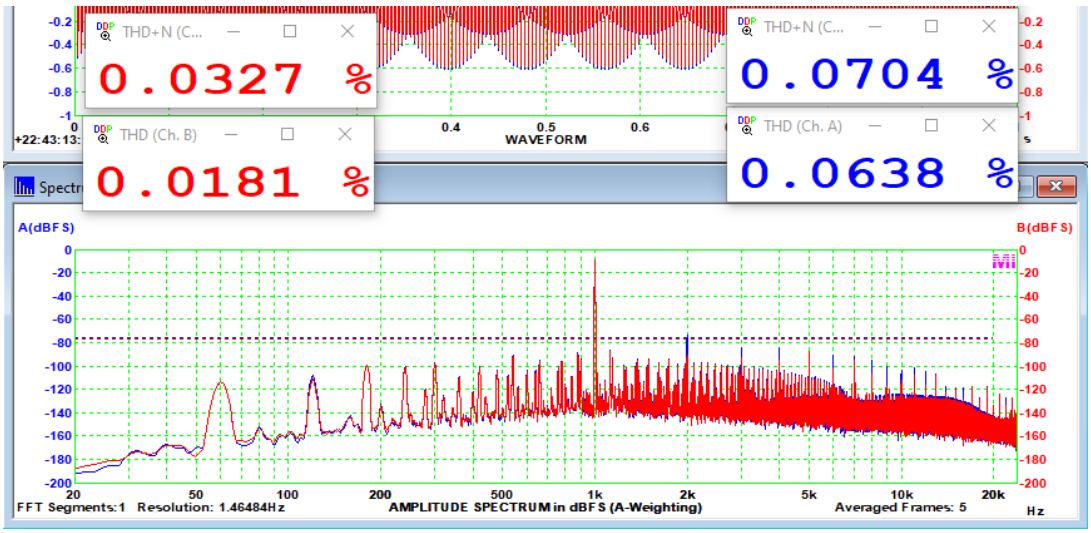
A 100W, 8Ω



A 100W, 4Ω

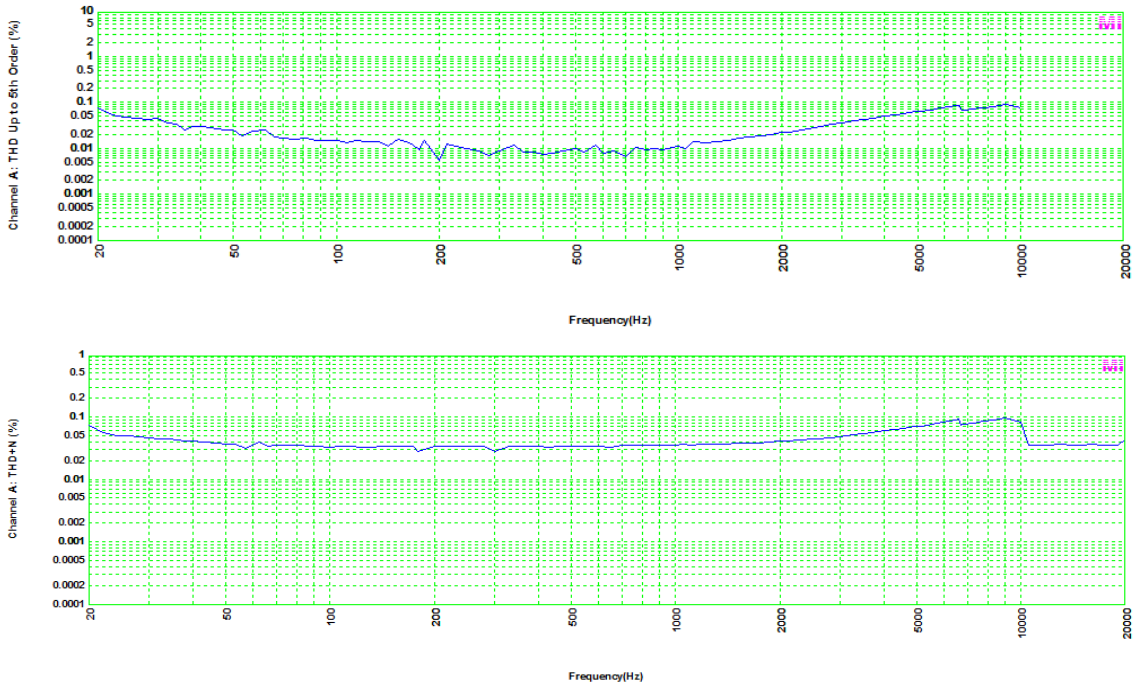


À potência máxima em 8Ω



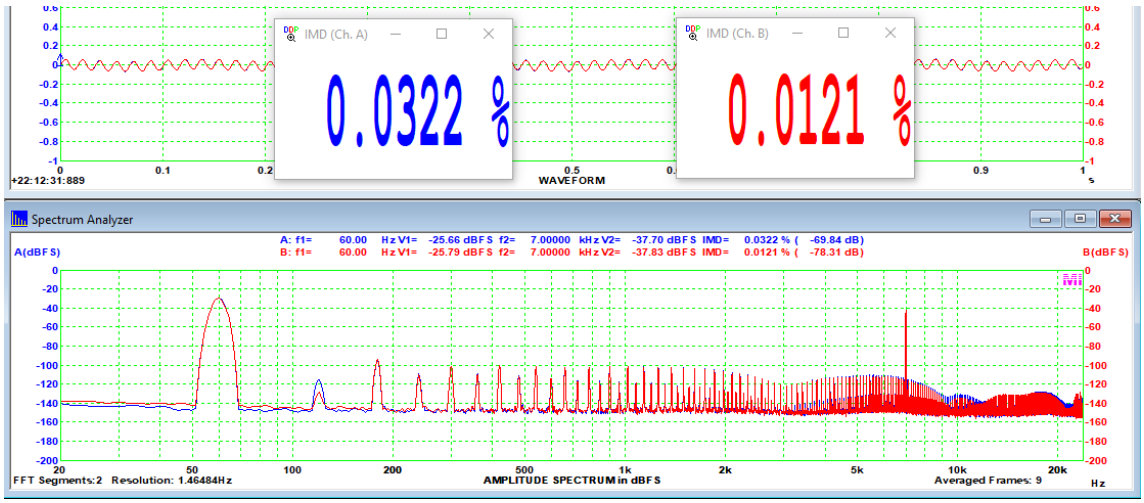
À potência máxima em 4Ω

Os valores obtidos são muito bons, melhores que os especificados no manual (melhor que 0,04%). Como a Gradiente especifíca a distorção em toda a banda e fornece alguns gráficos, fizemos uma medição na potência de 100W, em 8Ω, para comparar.

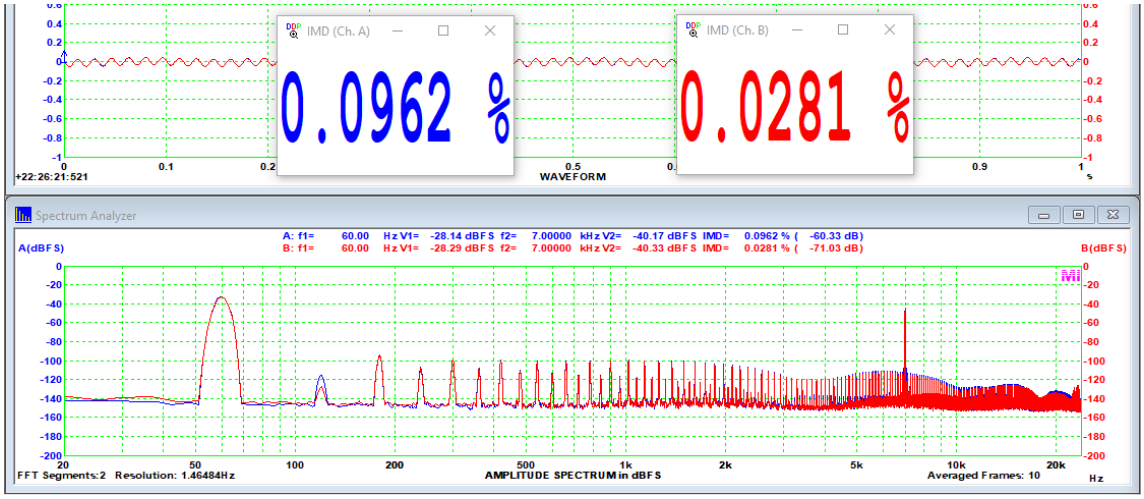


Observem que a curva de DHT segue o especificado pela Gradiente entre aproximadamente 30Hz e 3000Hz, ficando um pouco acima nos limites inferiores e superiores, mas, ainda assim, abaixo de 0,1%. Isso indica uma boa linearidade, em um aparelho que tem, no mínimo, 35 anos de idade. A distorção inferior a 0,005%, alcançada em um dos canais, é excelente.

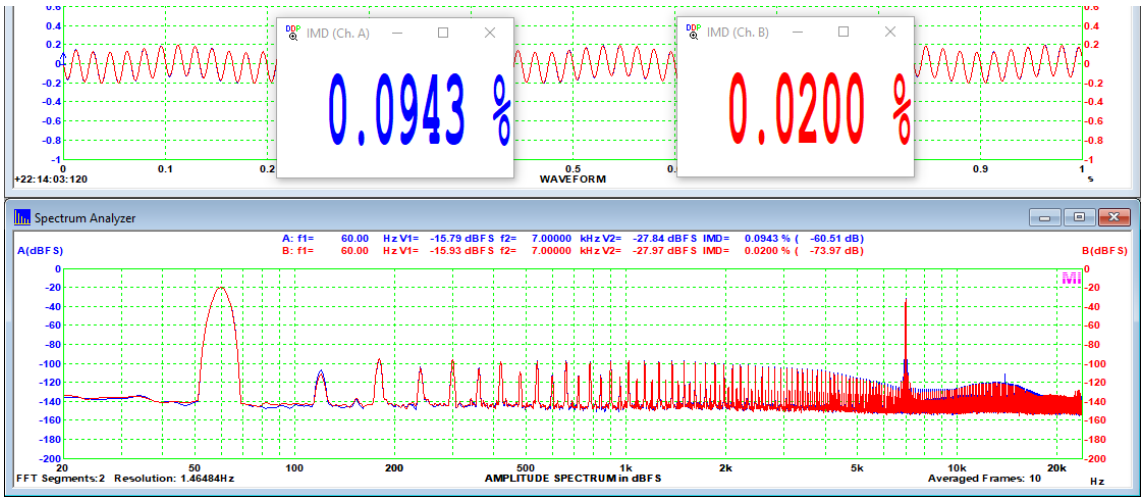
A **distorção por intermodulação**, medida no padrão SMPTE, apresentou os seguintes valores:



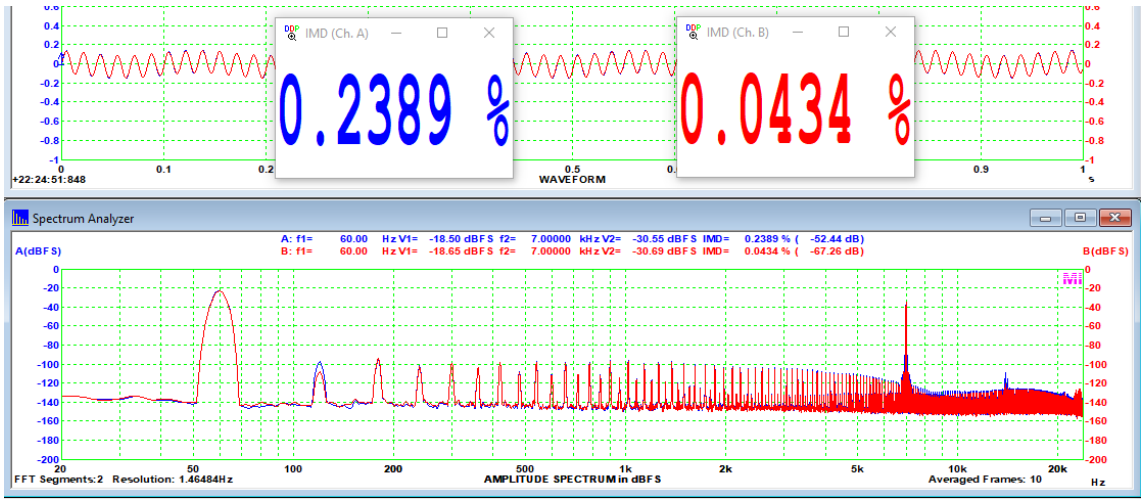
1W, 8Ω



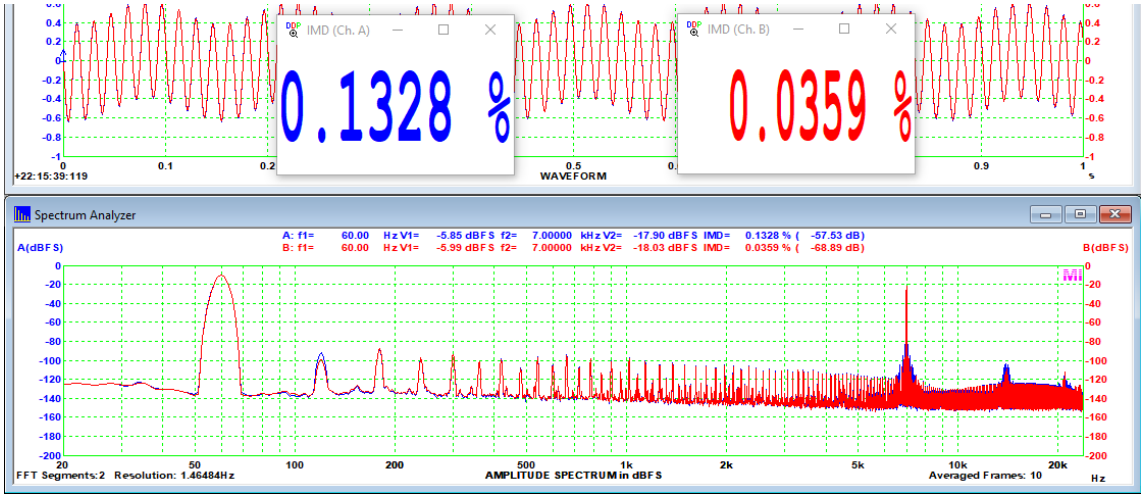
A 1W, 4Ω



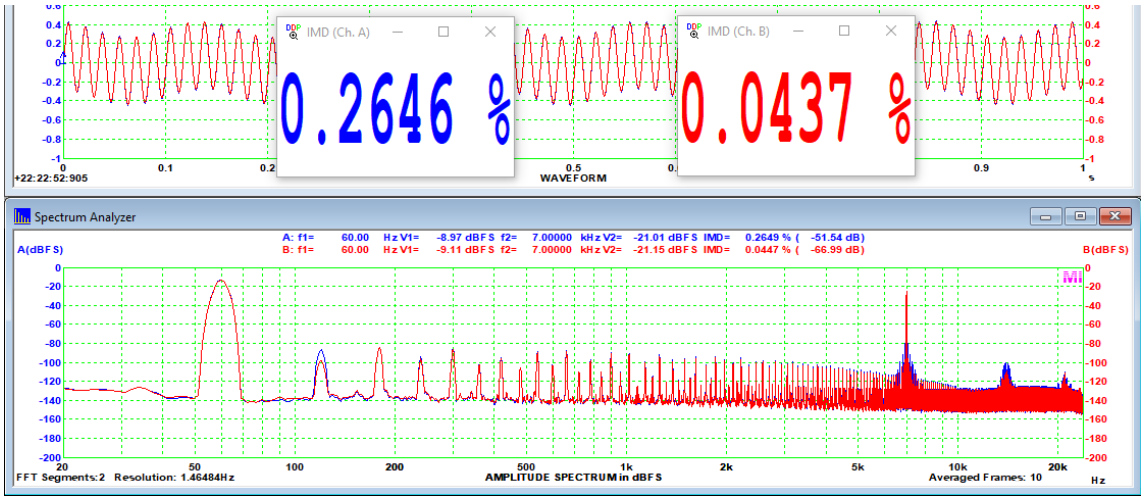
A 10W, 8Ω



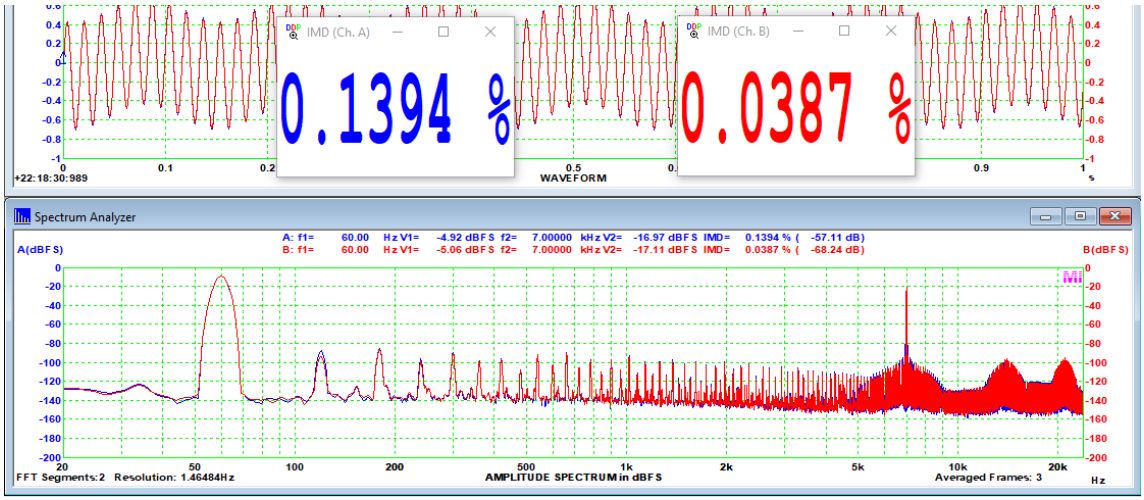
A 10W, 4Ω



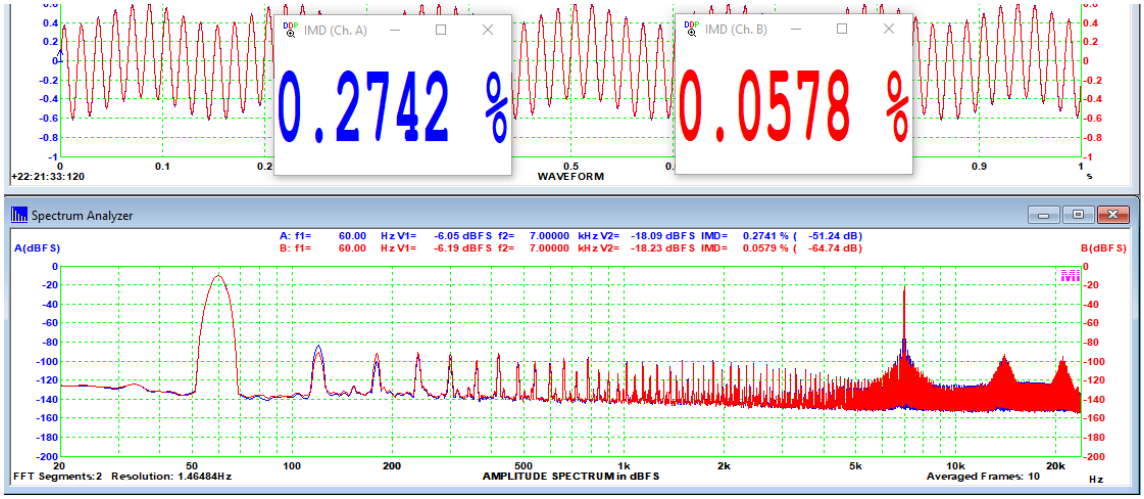
A 100W, 8Ω



A 100W, 4Ω



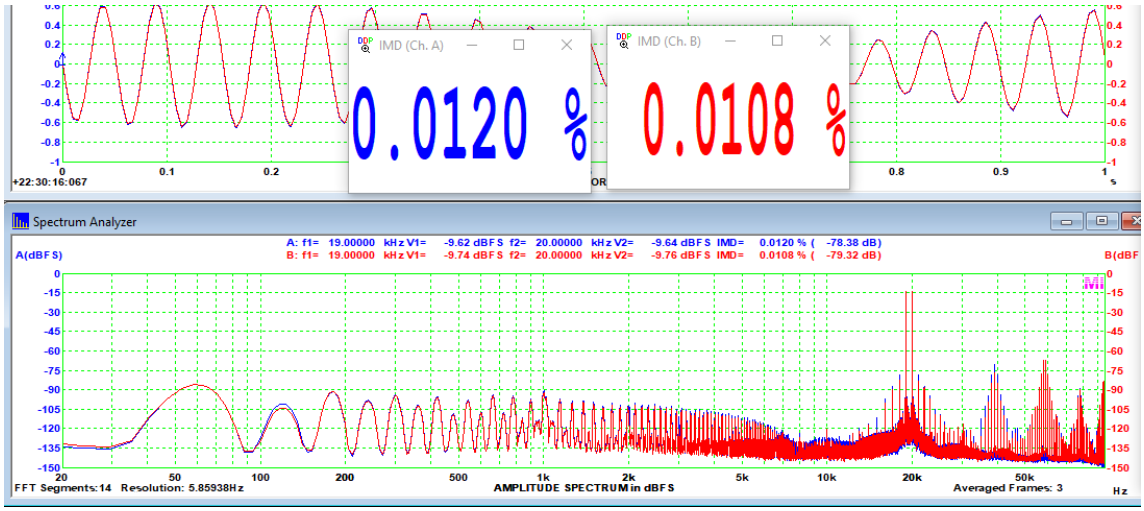
À potência máxima, 8Ω



À potência máxima, 4Ω

Novamente, valores muito bons. Há uma diferença entres os canais que se torna significativa com o aumento da potência. Deve ser problema específico desta unidade, pois os valores do canal direito (vermelho) são menores que os constam no manual da Gradiente.

Não é usual, mas a Gradiente especificou a distorção por intermodulação pelo padrão CCIF, então, fizemos uma medição a 100W/8Ω e obtivemos os valores abaixo, melhores que o informado (0,02%).

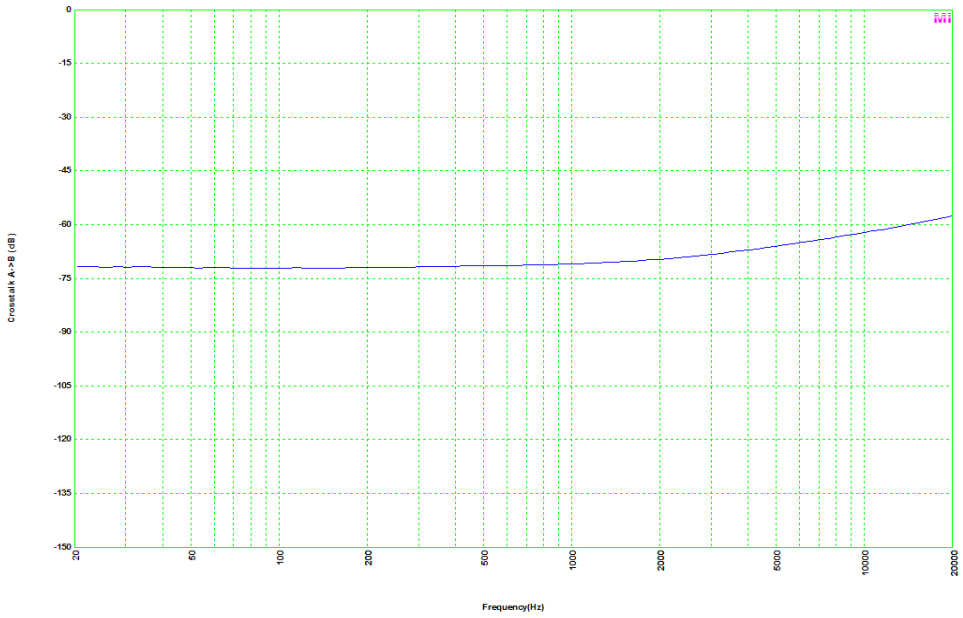


IMD CCIF a 100W, 8Ω

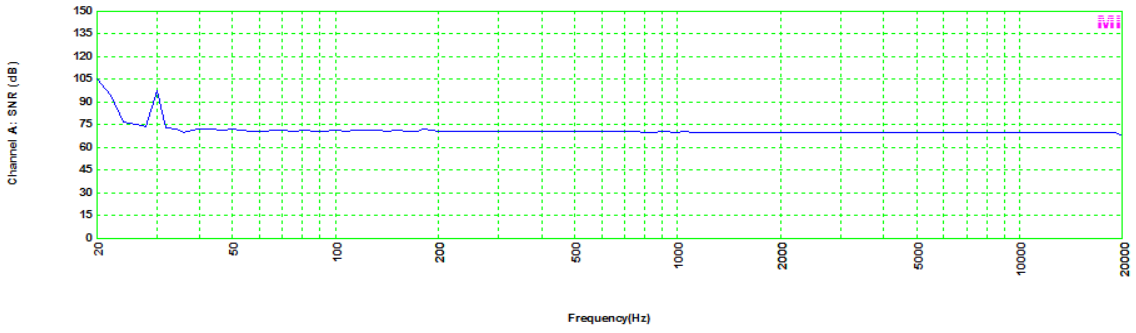
O **fator de amortecimento** ficou em torno de 200 a 10W, 1kHz/8Ω, o que é excelente. Pelo manual, é maior que 150.

O **"slew rate"** alcançou 38V/**µ**s em 1kHz/8Ω, muito bom também e consistente com o manual (30V/**µ**s a 20kHz/8Ω).

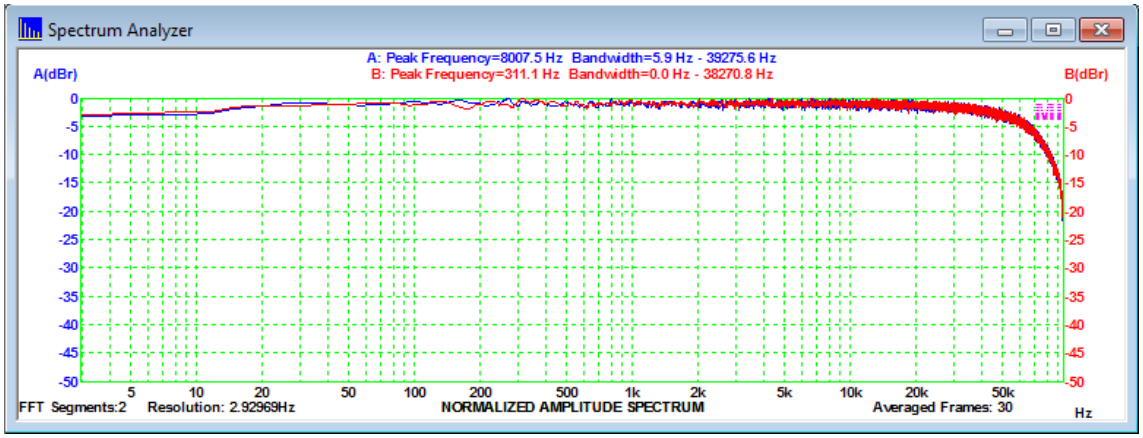
Separação entre canais (crosstalk), medida a 10W em 1kHz/8Ω, mostrou-se boa (-70dB). Especificada no manual como sendo melhor que -80dB.



A relação sinal-ruído ficou entre **70dB e 80dB** nos níveis de potência em que se mediu a distorção harmônica, e é dependente da posição do atenuador de entrada. Para a potência máxima o atenuador estava desligado (0dB) e para 10W estava ligado (-20dB). Os valores do manual são bem maiores (melhores que 95dB e 117dB). Creio que parte da diferença entre os canais dos valores medidos deve-se à fiação. Abaixo temos um gráfico da relação sinal-ruído em função da frequência, a 100W/8Ω.



A resposta em frequência, apesar de não alcançar o que diz a Gradiente é muito boa também, plana de 20Hz a 20Khz, conforme descreve o manual. Medi em 10W/8ohms, mas a 1W/8ohms obtive mais ou menos o mesmo resultado. Lembro que o limite superior de meu analisador é 100kHz. Pelo manual, seria de 5Hz (0,2dB) a 100kHz (-3dB). Abaixo temos o gráfico da medição:



Em resumo, podemos dizer que, para a época, era um ótimo amplificador.

À exceção da distorção por intermodulação, em um dos canais, os demais valores são melhores que os especificados no manual. Acreditamos que seja um problema específico desta unidade.

Mesmo em relação a equipamentos modernos, o HA-II não faria feio e, vale lembrar, é um equipamento com quase 40 anos de idade e de concepção. Minha única crítica vai para a montagem interna, que poderia ser um pouco melhor no que se refere à fiação.

Saudações a todos e até a próxima análise.

Fundamentos de Eletrônica – Parte II

Alfredo Manhães*

Eletrostática

Vimos no artigo da edição anterior de Antenna (setembro/2020) que a matéria é constituída de átomos, e estes por sua vez são compostos por partículas denominadas elétrons, prótons e nêutrons. Verificamos que essas partículas são dotadas de carga elétrica, uma condição natural da matéria, onde os elétrons apresentam carga negativa, os prótons têm carga positiva e os nêutrons têm carga nula.

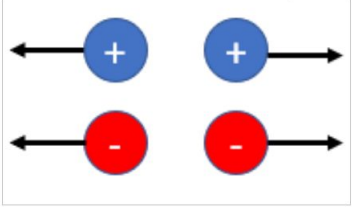
Constatamos que o acúmulo de cargas elétricas em um corpo pode fazê-lo se eletrizar, tanto positiva quanto negativamente, e que alguns materiais chamados **condutores** permitem que estas cargas se desloquem com certa facilidade, ao que passo que outros, denominados **isolantes**, dificultam essa movimentação. Também tratamos das diversas formas de se promover a eletrização dos corpos e verificamos que é possível observar esse fenômeno com o uso do eletroscópio.

Assim iniciamos o estudo da Eletrostática, área da Física que estuda as propriedades das cargas elétricas em repouso, envolvendo as interações entre corpos eletrizados e as grandezas elétricas a elas associadas.

Princípios da Eletrostática

1. Atração e Repulsão

Quando dois corpos eletrizados são colocados em presença um do outro observa-se que eles podem se comportar de duas formas. Observe o esquema mostrado no quadro 1:

Situação	Resultado
Corpos carregados com cargas de sinais contrários.	 Atração
Corpos carregados com cargas de mesmo sinal, sejam elas positivas (+) ou negativas (-).	 Repulsão

Quadro 1 – Atração e repulsão entre corpos eletrizados.

*Engenheiro de Computação

Conclui-se que cargas de sinais contrários se atraem e cargas de mesmo sinal se repelem.

2. Conservação das Cargas Elétricas

Consideremos um sistema eletricamente isolado onde há dois corpos A e B eletrizados e carregados, respectivamente, com as cargas elétricas Q_1 e Q_2. Admitindo-se que houve uma troca de cargas entre eles, teremos uma nova condição onde as cargas serão Q_1'e Q_2' (figura 1).

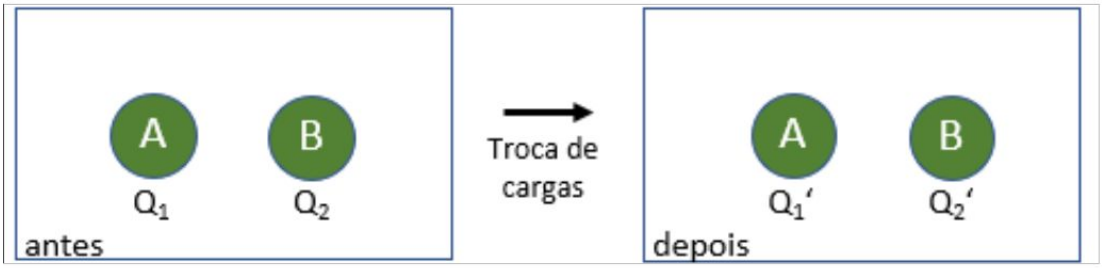


Figura 1 – Troca de cargas entre corpos eletrizados.

Pelo princípio de conservação das cargas elétricas, a carga elétrica total do sistema, antes e depois da troca, é a mesma, ou seja:

$$Q_1 + Q_2 = Q_1' + Q_2'$$ **(puntiforme)**

Quando aproximamos dois corpos condutores A e B eletrizados, mantendo entre eles uma distância qualquer, podemos modificar a distribuição das cargas em cada corpo pelo fenômeno da indução eletrostática (figura 2).

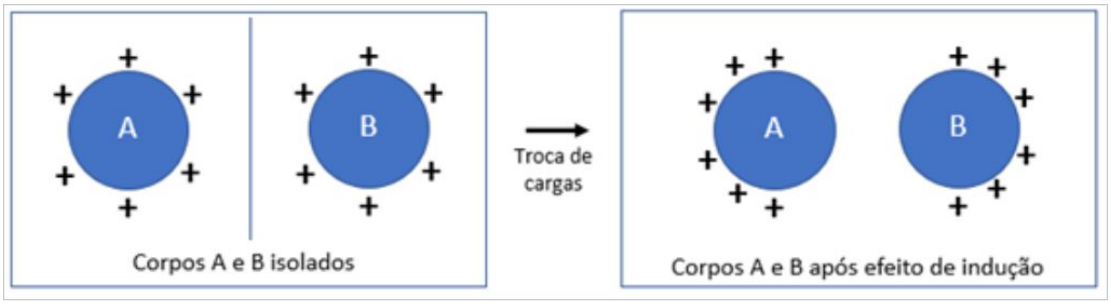


Figura 2 – Efeito da indução eletrostática.

Se as dimensões desses corpos são reduzidas em comparação com a distância entre eles, a indução não será considerada e sendo assim, não haverá alteração na distribuição de cargas elétricas nos corpos. Nessa condição, define-se **carga elétrica puntiforme** como sendo um corpo eletrizado cujas dimensões são desprezíveis quando comparadas às distâncias que o separam de outros corpos também eletrizados.

Quantidade de Carga Elétrica

O modelo atômico mais atual representa o átomo formado por um núcleo, onde ficam os prótons e nêutrons e uma eletrosfera, onde os elétrons orbitam. Os prótons e nêutrons apresentam massas praticamente iguais, mas os elétrons têm massa 2.000 vezes menor que eles.

Cada uma destas partículas apresenta uma carga elétrica, onde os elétrons têm carga negativa, os prótons têm carga positiva e os nêutrons apresentam carga nula. A despeito das massas diferentes, o próton e o elétron têm cargas com valores absolutos iguais, porém com sinais opostos. Denominamos **carga elétrica elementar** o valor da carga de um próton ou um elétron, que é a menor quantidade de carga encontrada na natureza.

A carga elétrica elementar é definida por $e = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ Coulombs, onde **Coulomb** (C) é a unidade de *e* no Sistema Internacional. Aplicando-se esse conceito, é possível calcular a quantidade de carga elétrica em um corpo pela seguinte equação:

$$Q = n \cdot e$$

Onde:
Q - módulo da carga elétrica (Coulomb).
n - quantidade de elétrons.
e - carga elétrica elementar.

Força Elétrica e Lei de Coulomb



Figura 3 – Balança de Torção[1]

1 - Fonte: Museu da Física – Universidade de Coimbra

No final do século XVIII, o físico francês Charles Augustin de **Coulomb** desenvolveu diversos arranjos experimentais para observar o comportamento entre corpos eletrizados. Para suas experiencias ele utilizou uma **Balança de Torção**, artefato inventado por ele, formado por uma haste metálica com capacidade de rotação e uma esfera metálica. Quando a haste estava carregada, era repelida pela esfera metálica se estivesse carregada com cargas elétricas de mesmo sinal (figura 3).

Para assistir um vídeo onde é mostrada a balança de torção de Coulomb em funcionamento, visite o link https://www.youtube.com/watch?v=Glj0saps13w .

Consideremos duas cargas elétricas puntiformes Q_1 e Q_2, mantidas no vácuo a uma distância "d" uma da outra. De acordo com a 3ª Lei de Newton (Princípio da Ação e Reação), estas cargas podem se atrair (sinais contrários) ou se repelir (sinais iguais), evidenciando que há entre elas a presença de forças de interação de mesma intensidade e direção, cujo sentido depende do sinal das cargas (figura 4).

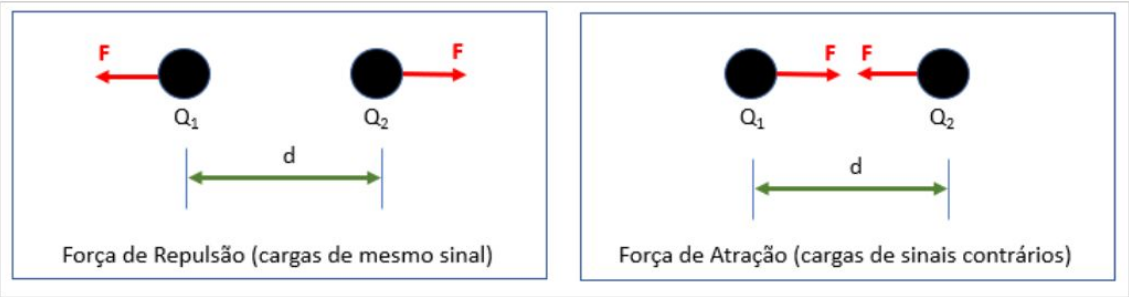


Figura 4 – Forças entre cargas elétricas.

Coulomb obteve resultados em suas experiências mostrando que a força entre duas cargas elétricas puntiformes é diretamente proporcional ao produto das cargas e inversamente proporcional ao quadrado da distância entre elas. Este enunciado é conhecido como **Lei de Coulomb** e representado pela seguinte equação:

$$|F| = k_0 \cdot \frac{Q_1 \cdot Q_2}{d^2}$$

Onde:

F - força eletrostática (Newton)
Q - carga puntiforme (Coulomb)
d - distância entre as cargas (metro)
k_0 - constante eletrostática (aproximadamente $9{,}0.10^9$ N.m²/C²)

Campo Elétrico

Ao observarmos o fenômeno da indução eletrostática, constatamos que uma carga elétrica puntiforme gera ao seu redor uma zona de influência, que pode atrair ou repelir outras cargas, de acordo com os sinais delas. São interações que lembram a ação do **campo gravitacional** de um planeta sobre outros corpos celestes, como ocorre com a Terra e a Lua, embora nesse caso haja apenas o efeito da atração.

Constata-se assim que uma carga elétrica puntiforme **Q** modifica de alguma forma a região de seu entorno. Se colocarmos uma carga de prova **q** num ponto **P** dessa região, será percebida uma força **F** de origem elétrica, agindo em q (figura 5).

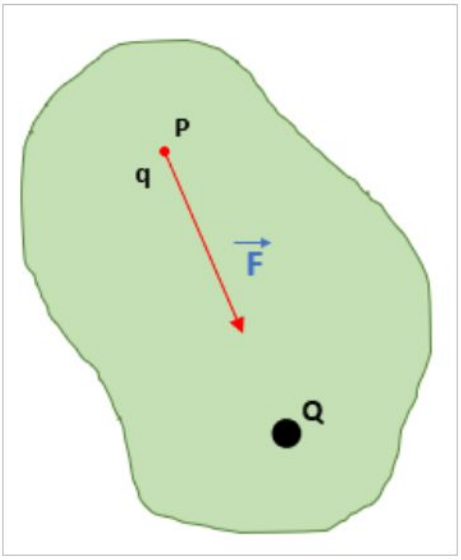


Figura 5 – Campo elétrico de uma carga puntiforme Q.

A região do espaço que é influenciada pela presença da carga elétrica Q recebe o nome de **campo elétrico**, que é representado por **E**. A cada ponto P do campo elétrico associa-se um vetor **E,** que independe de haver ou não uma carga de prova q em P**.** O valor da força F pode ser obtido pelo produto entre a carga q e o vetor campo elétrico, ou seja:

$$F = q \cdot E$$

F e **E** são grandezas físicas diferentes, pois F é força enquanto E é vetor campo, mas têm sempre a mesma direção. O sentido de F e E será definido pelo sinal da carga q: se $q < 0 \rightarrow$ F e E terão sentidos opostos; se $q > 0 \rightarrow$ F e E terão sentidos iguais (figura 6).

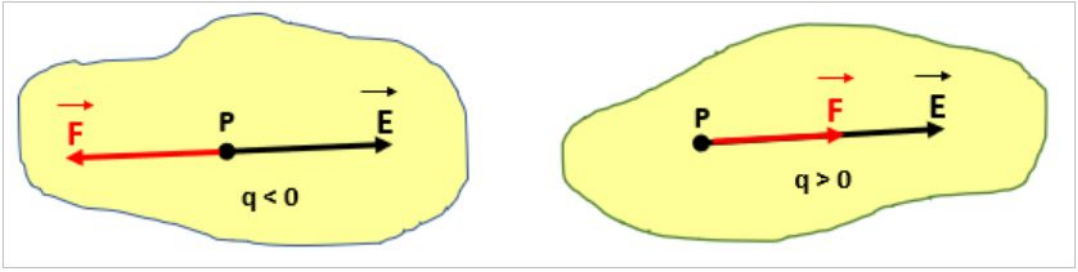


Figura 6 – Sentidos dos vetores F e E em função do sinal de q.

Utilizando-se a Lei de Coulomb podemos obter outra expressão para campo elétrico, pois:

$$|F| = k_0 \cdot \frac{Q_1 \cdot Q_2}{d^2} \quad e \quad F = q \cdot E$$

$$q \cdot E = k_0 \cdot \frac{Q_1 \cdot Q_2}{d^2}$$

Considerando-se as cargas q e Q iguais, temos:

$$\cancel{q} \cdot E = k_0 \cdot \frac{Q_1 \cdot \cancel{Q_2}}{d^2}$$

Obtemos então outra equação para o campo elétrico produzido por uma carga positiva Q:

$$E = \frac{k_0 \cdot Q}{d^2}$$

Atração e Repulsão em Campos Elétricos

O físico britânico Michael **Faraday** (1791-1897) realizou milhares de experiências com fenômenos elétricos e magnéticos, e a partir de suas observações ele representou o campo elétrico utilizando **linhas de força** (figura 7). Por convenção, as linhas “saem” das cargas positivas e “entram” nas cargas negativas.

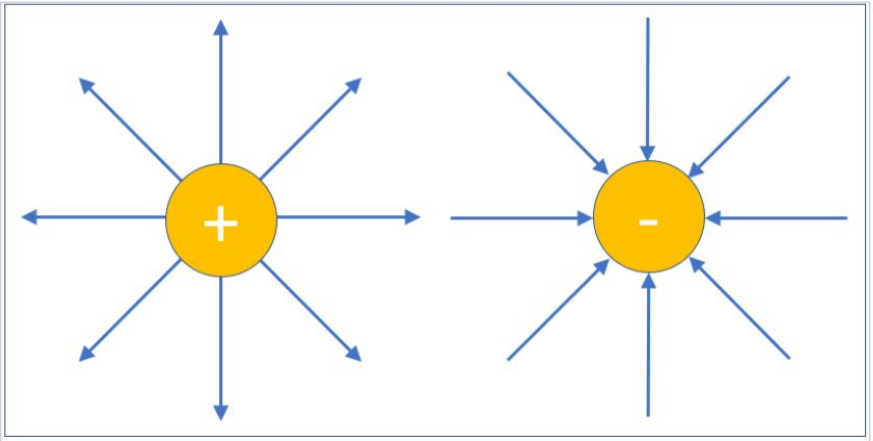


Figura 7 - Representação das linhas de força de um campo elétrico.

A atração e a repulsão elétricas têm relação com a resultante do campo elétrico em cada ponto do espaço, e as linhas de força nos permitem representar as interações entre cargas elétricas. Assim observamos que a atração elétrica ocorre quando há cargas de sinais diferentes e a resultante do campo elétrico aponta de uma carga em direção à outra.

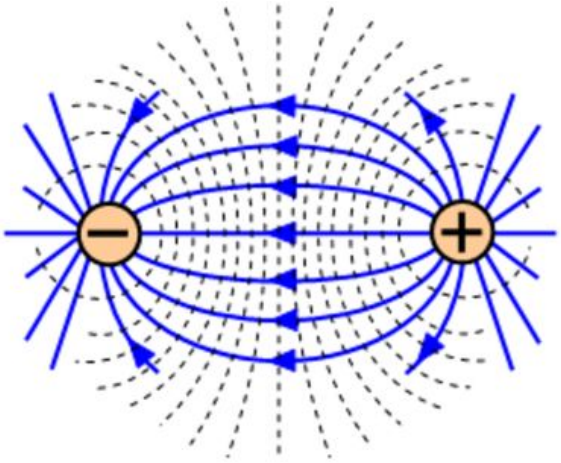


Figura 8 – Força de atração entre cargas elétricas.[2]

Já para cargas de mesmo sinal, a resultante do campo elétrico aponta na direção oposta à posição das cargas, demonstrando que há uma força de repulsão entre elas.

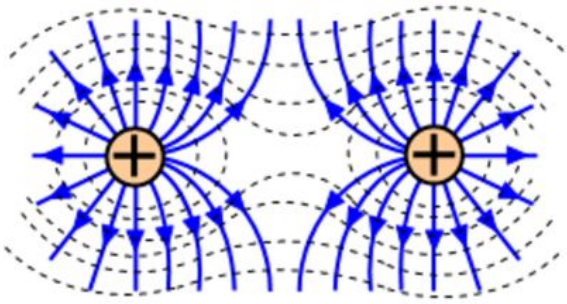


Figura 9 - Força de repulsão entre cargas elétricas de mesmo sinal.[3]

2, 3 - Fonte: Wikipedia. Disponivel em https://en.wikipedia.org/wiki/Electrostatics

Potencial Elétrico

Toda carga elétrica submetida a um campo elétrico possui energia potencial elétrica (Ep) relativa à sua posição dentro desse campo. Denominamos essa grandeza de **Potencial Elétrico** ou **Potencial Eletrostático**, relacionando um ponto qualquer **A** localizado no campo elétrico e um outro ponto **B** de referência, que é definida pelo trabalho da força elétrica sobre uma carga eletrizada **q** no deslocamento entre esses dois pontos. O Potencial Elétrico é representado pela variável V_A e pode ser obtido pela seguinte expressão:

$$V_A = \frac{T_{AB}}{q}$$

A unidade de Potencial Elétrico no Sistema Internacional é o **Volt** (Joule/ Coulomb).

Diferença de Potencial

A diferença de potencial (ddp), também conhecida por tensão elétrica ou voltagem, é uma grandeza que relaciona o potencial elétrico V entre dois pontos A e B. É a partir das diferenças de potencial que ocorrem diversos fenômenos, como por exemplo os raios, devido à grande diferença de potencial entre as nuvens de chuva e a superfície do planeta.



Figura 10 – O raio é um fenômeno associado à ddp.[1]

1-Fonte: Wikipedia – foto de John R. Southern from Toronto, Ontario, Canada. Disponível em https://pt.wikipedia.org/wiki/Raio_(meteorologia)#/media/Ficheiro:Krunkwerke_-_IMG_4515_(by-sa).jpg

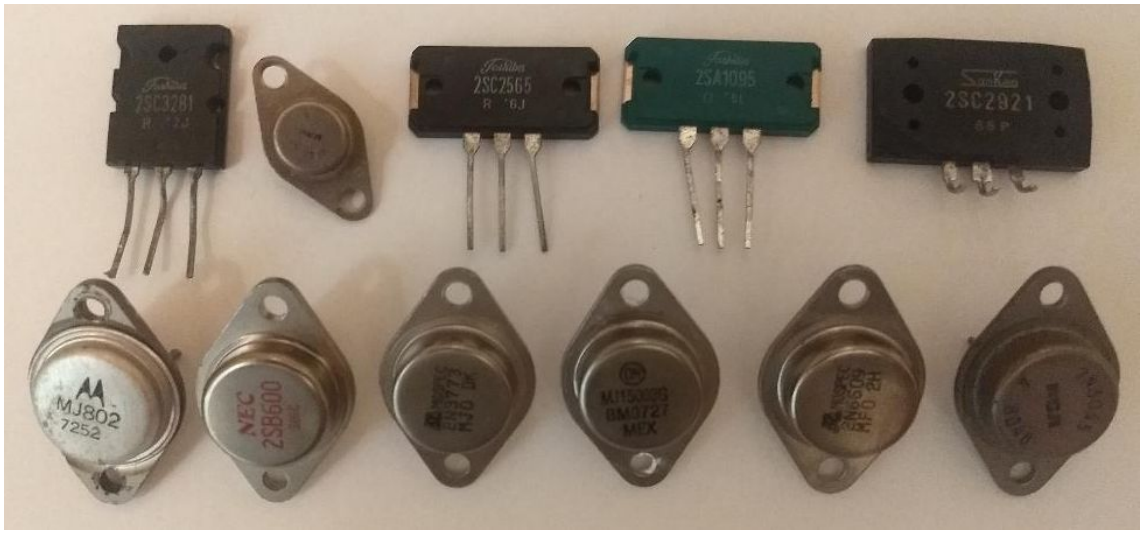
Assim como o potencial elétrico, a ddp também é expressa em Volts, e pode ser calculada pela seguinte expressão:

$$U = V_A - V_B$$

A ddp é uma das mais importantes grandezas nos estudos de eletrônica, tendo relação direta com o fluxo ordenado de cargas que caracteriza a corrente elétrica, e que veremos no próximo artigo.

Até lá!

Transistores Falsos – Como Reconhecê-los?



Marcelo Yared*

Muitas vezes observamos nos fóruns, grupos de discussão e listas sobre manutenção, a frustração de vários técnicos com a dificuldade de se encontrarem peças adequadas para manutenção de equipamentos eletrônicos. Ora não se encontra mais o componente, ora se encontra mas é falsificado ou está muito fora das especificações corretas.

O resultado é insatisfação dos clientes e tempo perdido. Muitas vezes o próprio equipamento é condenado e segue rumo à sucata ou à lixeira.

Os casos mais comuns e que causam as maiores dores de cabeça são os de transistores de potência danificados.

Desde o fim do século passado comprar transistores de potência se tornou um problema no Brasil. Infelizmente as fábricas desses componentes eletrônicos começaram a sair do país a partir da década de 90, concentrando suas produções na Ásia.

E, com isso, passamos a adquirir componentes importados da China, de Taiwan, da Malásia e da Coreia do Sul, entre outros.

Os preços, em muitos casos, diminuíram, mas o efeito colateral decorrente foi muito grave: a quantidade de componentes falsificados ou de baixa qualidade aumentou muito. Como os comerciantes locais ou mesmo lojas médias não compram direto das fábricas, dependem de distribuidores e, então, se estes últimos não tiverem muito cuidado, a possibilidade de adquirirem peças falsificadas é alta.

*Engenheiro Eletricista

Para se ter uma ideia, mesmo nos equipamentos militares americanos houve problemas em relação a partes e peças, conforme reportagem abaixo:

Https://www.themanufacturer.com/articles/over-a-million-counterfeit-parts-used-on-us-military-aircraft/

A guerra de preços levou a uma situação tão grave, que hoje em dia comprar transistores metálicos ou plásticos de potência nos comércios locais é uma aventura. Compras pela Internet também são complicadas, mas é possível, pagando-se altas taxas de importação, comprar componentes com alto grau de confiabilidade.

Então, como podemos nos defender desse tipo de prática?

Algumas dicas úteis circulam pela Internet, e podem ajudar bastante. Um site interessante sobre isso é o do Rod Elliott: https://sound-au.com/counterfeit.htm.

Comprar de fornecedores confiáveis também ajuda. A Farnell/Newark, a Mouser e a Arrow são bons exemplos. Infelizmente, os custos decorrentes de impostos são abusivos, o que muitas vezes inviabiliza compras menores.

Na Internet encontramos muitas dicas sobre a impressão das especificações, tipos de terminais, utilização de materiais inferiores etc, o que ajuda também.

Alguns fabricantes passaram a utilizar métodos de construção e acabamento que dificultam a falsificação. Ao falsificador, normalmente, não interessam processos de fabricação custosos. Se complicar muito não compensa.

Testar amostras resolve, e muitos fabricantes sérios no Brasil fazem isso, mas não é algo fácil para hobistas e pequenos reparadores.

Como faço projetos que demandam transistores de potência e restauro amplificadores antigos, muitas vezes me deparo com o mesmo problema.

Quando a Farnell estava estabelecida no Brasil, a solução era simples: eu pagava um pouco mais caro e comprava lá. Nunca tive problemas com os componentes comprados dela.

Infelizmente, faz algum tempo, com as dificuldades cambiais dos últimos anos, a empresa saiu do país. Ainda nos atende, mas os custos de importação de pessoa física, que envolvem impostos totais da ordem de 80% a 90%, cobrados inclusive sobre o frete, passam a ser carregados na compra. Inviável muitas vezes.

Ainda é possível encontrar-se bons componentes no varejo. Desconfie de preços muito baixos, entretanto.

Muitas vezes o vendedor não tem a menor ideia de que vende componentes falsos, mas já tive o desprazer de, ao entrar em uma loja na Santa Efigênia, em São Paulo, da qual não me lembro mais o nome, me oferecerem transistores MJ15003, com três preços muito diferentes. Quando perguntei qual o motivo da diferença ele me disse que havia o “alternativo”, o “alternativo premium” e o original!

Eu faço uso de um método que tem funcionado muito bem e evita esse tipo de dor de cabeça. Não é, obviamente, perfeito, mas ajuda muito e tem pouca chance de dar errado, pelo menos por enquanto.

Tomei conhecimento dele em uma discussão no fórum DIYaudio.com, faz algum tempo, e pude constatar sua eficácia. A “thread” original pode ser vista neste link:

https://www.diyaudio.com/forums/parts/82638-transistors-original-copy.html

Trata-se de medir a capacitância entre base e emissor dos transistores de potência, com um capacímetro comum ou com um multímetro que tenha essa função. Transistores de alta potência necessitam de pastilhas de silício maiores e, normalmente, isso representa capacitâncias entre base e emissor mais elevadas. Transistores modernos apresentam nessas medidas valores entre 2nF e 10nF.

Hoje em dia multímetros com funcionalidade de capacímetro estão bem em conta, e, neste caso, precisão não é grande problema. Já vi custarem em torno de 80,00 Reais no Mercado Livre, com capacímetro, os mais simples. Ferramenta indispensável para quem trabalha e tem a eletrônica por hobby.

O procedimento é simplesmente medir a capacitância entre base e emissor e comparar com a tabela listada no fim deste artigo. Usualmente a escala de 20 nanofarads do multímetro é suficiente.

Como variações nos capacímetros podem ocorrer, verifiquei os valores em três modelos diferentes, e a diferença foi pequena.

Variações em torno do valor da tabela são admitidas, apenas não podem ser excessivas.

Vou mostrar abaixo algumas medições que realizei, apenas para facilitar o entendimento. Por precaução, a capacitância deve ser medida invertendo-se a polaridade no processo, também.

Um exemplo de como o método pode auxiliar foi uma investigação sobre um transistor **Sanken 2SC2921**, muito usado nos amplificadores Cygnus mais potentes e muito falsificado, por ser caro.

Nosso amigo PauloTXT mediu a capacitância em uma unidade que ele achava ser falsa e eu medi em um retirado de um Cygnus, original.

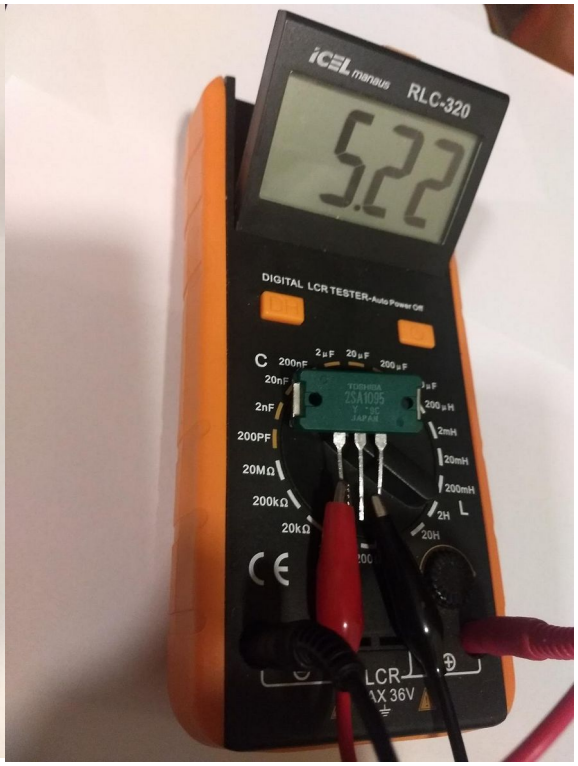




Falso: 0,84nF **Verdadeiro: 7,28nF**

A diferença é significativa, e, a menos de algumas unidades mais antigas, que serão tratadas adiante, transistores de alta corrente não apresentam valores de capacitâncias tão pequenas entre base e emissor. Vejam alguns originais mais conhecidos. Valores em nanofarads.

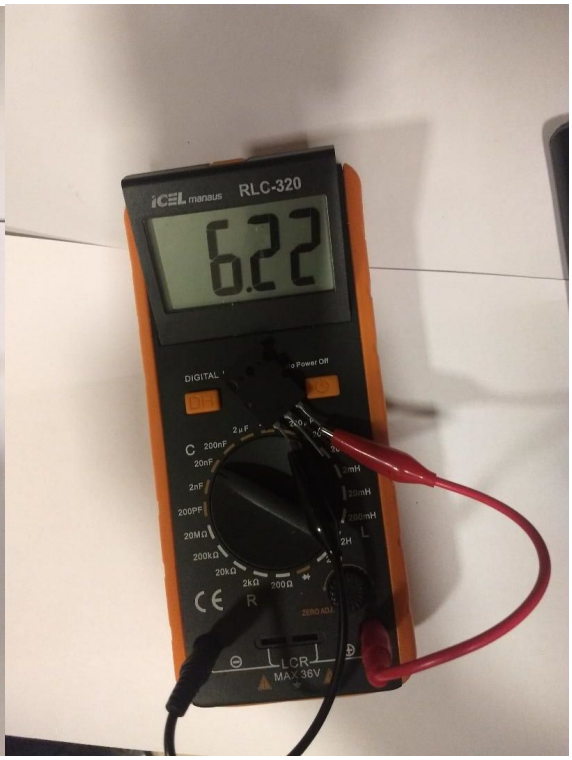




2SC2565 **2SA1095**



2SC3281



2SA 1302



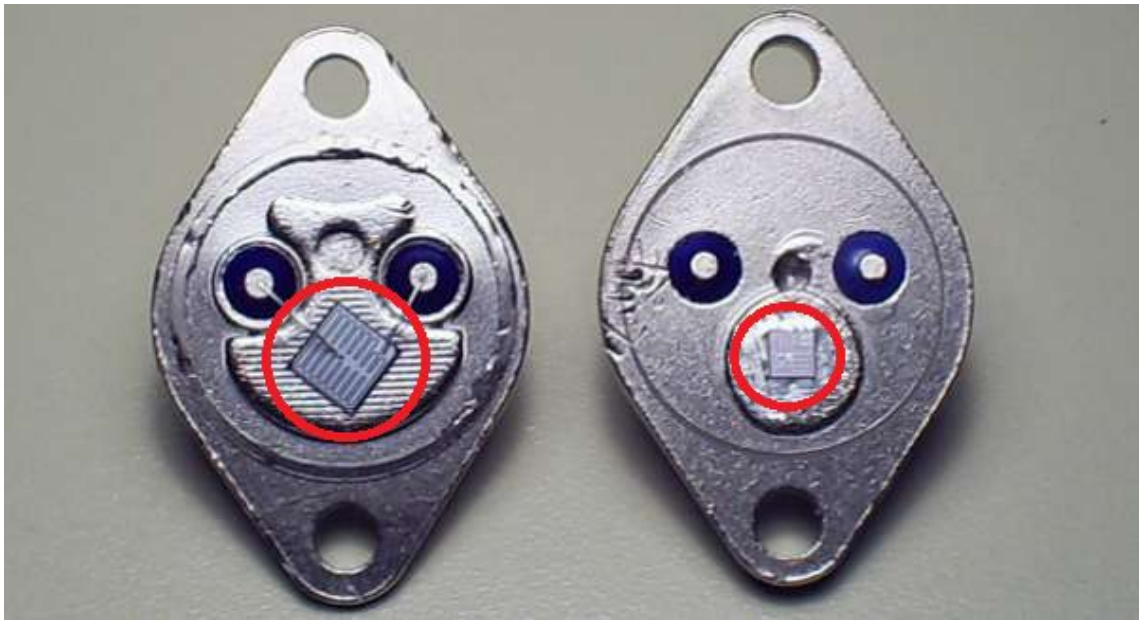
MJ15003



MJ21193

Então, de uma forma geral, para modelos modernos, de meados da década de 1970 para cá, transistores com capacitância menor que 1nF entre base e emissor devem ser tratados com muita cautela.

Se abrirmos o invólucro de um falso e de um verdadeiro, poderemos entender o porquê:



MJ15003 ON SEMI – o da direita é falso (foto: sound-au.com/fake/counterfeit-p1.htm)

É fácil observar a diferença de tamanho da pastilha de silício (no círculo vermelho) entre os dois.

Para suportar mais corrente, mais área é necessária no semicondutor. Mais área implica maior contato nas junções e mais capacitância, na maior parte das vezes.

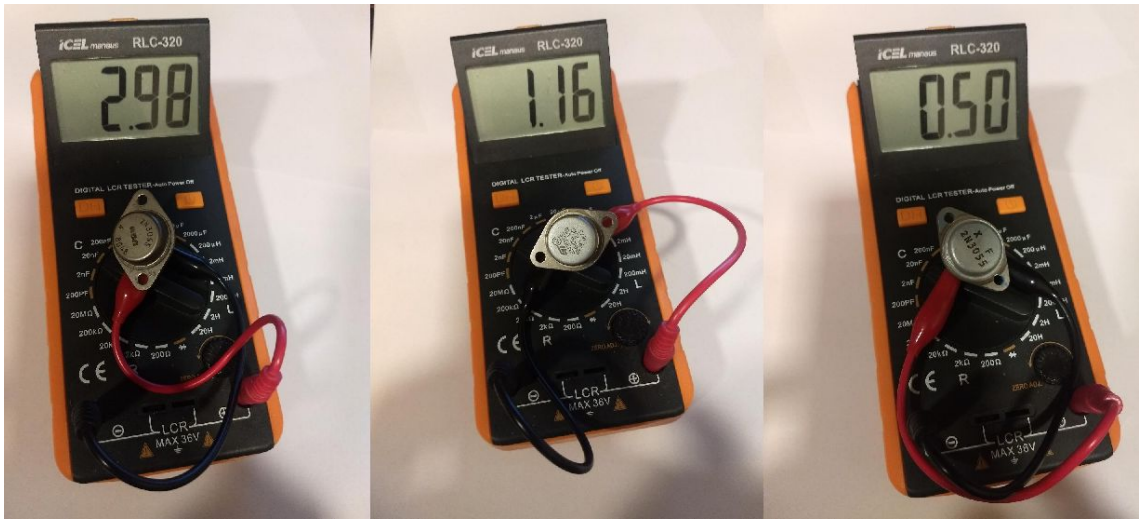
Observem também o assentamento mal feito da pastilha no transistor falso.

Assim, as medidas de capacitância podem ajudar na compra de componentes e na manutenção de equipamentos. Em uma restauração que fiz, apesar do amplificador estar funcionando, segundo o vendedor, não o liguei e imediatamente retirei os transistores para medi-los, Havia duas unidades falsas entre as dezoito do equipamento. Se tivesse feito um teste de estresse com ele nessa situação, certamente haveria algum problema e dano.

O CASO À PARTE: TRANSISTORES MUITO ANTIGOS

Como em toda regra, há sempre exceções, e, neste caso, transistores muito antigos, tipicamente de meados da década de 1970 para trás, por vezes apresentam valores de capacitância menores, ou mesmo com grande variação entre unidades de marcas diferentes.

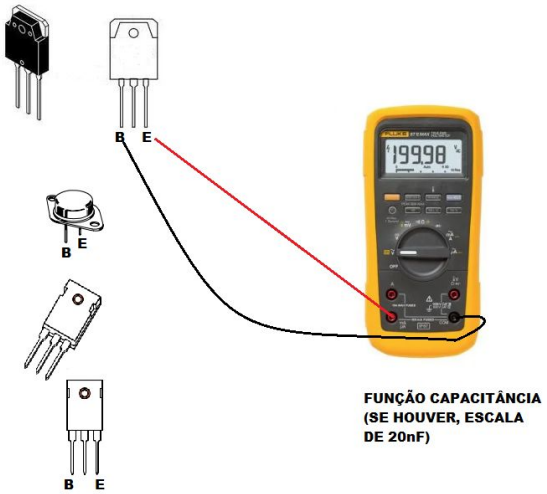
Neste caso se enquadra o “pau para toda a obra” 2N3055. Vejam as medidas abaixo, em nanofarads:



2N3055 RCA (1980) **2N3055 ST (2006)** **2N3055 S/M (1976)**

Observem a grande variação de capacitância. Todos os três transistores não são falsos e o de 1976 foi retirado de um equipamento bem antigo. Os modernos que medi, de 1990 em diante, têm a capacitância entre base e emissor de aproximadamente 1,2nF, para várias marcas. Evite, dessa forma, comprar 2N3055 muito antigos, principalmente se o invólucro parecer muito novo mas com marcação de ano de fabricação antigo.

Essa tendência de apresentar capacitâncias inferiores a 2nF observei também em unidades muito antigas de MJ15015 e MJ802 da Motorola, aquelas com invólucro de alumínio, mais baixo, como a do 2N3055 da direita na foto acima. Processo de fabricação diferente ou pastilha menor. Este método não serve para eles, não por serem ruins, mas porque será difícil avaliá-los.



Esquema para medição da capacitância entre base e emissor

Abaixo temos a tabela de valores, que podem variar também dependendo da marca. **Valores um pouco abaixo ou acima dos apresentados são normais e muitas vezes há grande diferença de capacitância entre fabricantes diferentes**.

Por exemplo, se a medição de um 2SC5200 deu em torno de 8,0nF, ou 5,0nF, e não 6,4nF, como listado na tabela abaixo, provavelmente ele não é falso, pois pode haver variação de processos produtivos. Se, entretanto, ele mediu 1nF ou 2nF, pode ter problemas e não deve ser utilizado.

Também, para alguns capacímetros, a inversão de pontas de prova pode mostrar valores diferentes, normalmente maiores que os da tabela abaixo. Considere os menores valores para comparação.

MODELO	FABRICANTE	CAPACITÂNCIA BE (nF)
MJL4281	ON	11,5
MJL4302	ON	11,0
2SB600	NEC	5,5
2SD555	NEC	4,6
MJ15003	ON	3,7
MJ15004	ON	3,6
MJL21195	ON	7,0
MJL21196	ON	5,3
2SC5200	TOSHIBA	6,4
2SA1943	TOSHIBA	6,0
2SC3281	TOSHIBA	8,0
2SA1302	TOSHIBA	6,2
2SC2565	TOSHIBA	6,5
2SA1095	TOSHIBA	5,2
MJ21193	ON	7,5
MJ21194	ON	6,3
2ST5949	ST	7,2
2ST2121	ST	5,7
2N6609	MOSPEC	1,9
2N3773	MOSPEC	7,0 A 12,0
2N3055	ST	1,2
2SA1215	SANKEN	6,7
2SC2921	SANKEN	7,4
2SD1047	SANKEN	2,7
2SB817	SANKEN	1,7
NJW21194	ON	8,0
NJW21193	ON	8,0
MJL3281	ON	8,8
MJL1302	ON	12
MJ21294	ON	12

E é isso, pessoal. Esperamos que o artigo ajude na hora da compra ou na manutenção de equipamentos. Caso alguém meça valores de outros transistores bipolares sabidamente verdadeiros e queira colaborar, basta informar as medições nos comentários deste artigo, que atualizaremos a tabela.

Eletrônica I - Projetando um Estágio Seguidor de Fonte (FET em Dreno Comum)

Álvaro Neiva*

Continuando nossa série em circuitos discretos classe A, vamos analisar outro estágio seguidor, dessa vez com um FET de junção ou JFET.

Um Transistor de Efeito de Campo ou FET (Field Effect Transistor) controla a condução de corrente de forma diferente de um Transistor Bipolar de Junção ou BJT.

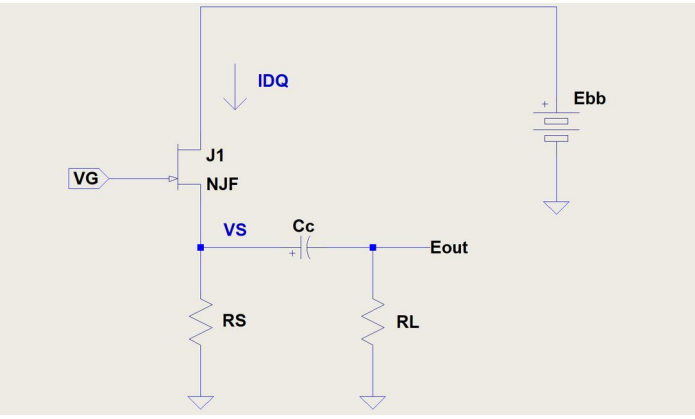
Os três eletrodos do FET são o **Dreno**, a **Porta** (Gate) e a **Fonte** ou Supridor (Source). Entre o Dreno e a Fonte existe um cristal semicondutor que forma um canal e pode ser do tipo N ou P. Sendo assim, somente um tipo de portador de carga será responsável pela circulação de corrente, elétrons (no tipo N) ou lacunas (no tipo P).

Num JFET, a junção Porta (Gate) Canal está normalmente inversamente polarizada e a corrente de porta é **zero**. Isso torna a operação do FET muito parecida com a das válvulas eletrônicas, onde a tensão entre grade e catodo controla a circulação de corrente. No FET, o **campo elétrico** causado pela diferença de potencial entre a Porta (Gate) e a Fonte (Source) (Vgs) vai controlar a circulação de elétrons **ou** lacunas pelo cristal semicondutor do dispositivo.

O FET é um dispositivo controlado por tensão, com elétrons **ou** lacunas como portadores de corrente, portanto unipolar, e elevada impedância de entrada, como uma válvula eletrônica.

Essa análise é válida para baixas frequências, em frequências altas, entram em cena as capacitâncias internas do FET. A dependência entre a tensão V_{GS} e a corrente I_D não é linear como entre I_C e I_B.

O Circuito básico:



*Engenheiro Eletricista

A relação entre I_D e V_{GS} não é linear e será aproximada pela Equação de Shockley (aplicada para V_{DSQ} e I_{DQ}):

$$I_{DQ} = I_{DSS} \cdot \left[1 - \left(\frac{V_{GSQ}}{V_{GS(OFF)}} \right) \right]^2$$

I_{DSS} é a corrente com V_{GS}=0;

V_{GS}(OFF) é a tensão para I_D=0.

Daí

Uma forma de lidar com essas equações é usar os gráficos das curvas características do FET...

Nesse método tradicional, o das retas de carga, traça-se uma reta no gráfico I_D x V_{DS} 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_{DQ} necessária para conseguir a excursão V_p desejada.

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

Roteiro de Projeto

1 Especificações de saída:

1.1 Tensão de pico de saída, V_p;

1.2 Resistência de carga R_L;

1.3. Tendo V_p e R_L, a corrente de pico na carga será:

$$I_p = \frac{V_p}{R_L}$$

1.4 Então, vamos determinar a tensão total de alimentação Ebb, numa primeira aproximação:

$$E_{bb} \cong 3{,}5 \cdot V_p$$

1.5 Usando os dados do JFET e especificações de saída:

$$E_{bb} > 2 \cdot \left(V_{GSOFF} + V_p \right) \quad (1.6)$$

2 Determinação do ponto de operação:

2.1 $V_{Dsq} \geq \left(V_{GSOFF} + V_p \right)$

2.2 $V_S \cong E_{bb} - \left(V_p + V_{cesat} \right) \cong E_{bb} - V_{Dsq}$

2.3 $I_{Dsq} = \frac{V_S}{R_S}$

2.4 Analisando o circuito, verificamos que:

$$I_{Dsq} \cdot \frac{R_S \cdot R_L}{\left(R_S + R_L \right)} \geq V_p$$

2.5 Substituindo I_{Dsq}:

$$\frac{V_S \cdot R_L}{\left(R_S + R_L \right)} \geq V_p$$

2.6 Então:

$$R_S = \frac{R_L \cdot \left(V_S - V_p \right)}{V_p}$$

2.7 O resistor R_S estabelece o valor de I_{Dsq} mas reduz a impedância de carga do estágio para CA a $\frac{R_S \cdot R_L}{\left(R_S + R_L \right)}$,limitando assim o valor de V_p, para uma dada I_{Dsq}.

Aumentar a I_{Dsq} leva a uma dissipação de calor cada vez maior.

Uma alternativa para aumentar a impedância de carga CA do estágio será, como no seguidor de emissor, usar uma fonte de corrente constante (Z_{out}= ∞¿para absorver a I_{Dsq}, a qual poderá ser mais próxima de I_p. Então, vamos fazer $I_{Dsq} \cong 1{,}2 \cdot I_p$ ou até mesmo $1{,}4 \cdot I_p$, e deve-se ajustar I_{Dsq} na simulação para máxima excursão desejada e/ou distorção tolerada.

Um exemplo de fonte de corrente:

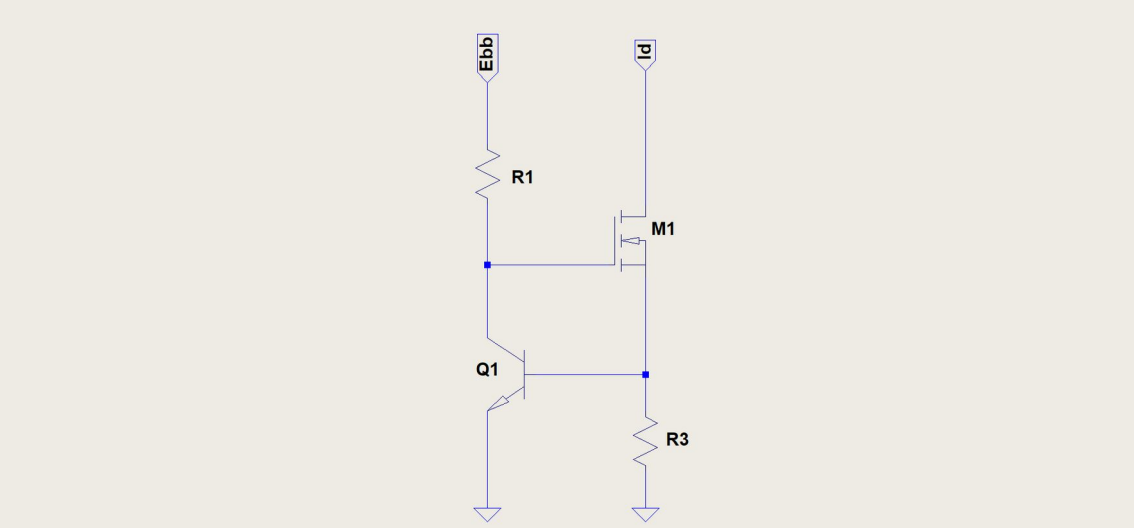


Figura 7

a) $$I_D = I_{Dq} = \frac{V_{beq1}}{R_3} \cong \frac{0{,}6}{R_3}$$

b) $$R_3 = \frac{0{,}6}{I_{cq}} = \frac{V_{beq1}}{I_{cq}}$$

c) $R_1 = \frac{E_{bb} - V_{gs(I_{cq})}}{I_{cq1(V_{beq1})}}$, onde I_{cq1}, a corrente de coletor de Q1, deve ser escolhida para um valor de V_{beq1} que corresponda à I_{cq1} pretendida; se preciso recalcule R_3;

d) A impedância de saída da fonte de corrente será a maior de todas as alternativas;

e) Essa configuração pode ser usada até correntes de alguns ampères.

f) Também pode ser usada a fonte de corrente com dois transistores bipolares, já vista anteriormente.

3 Ganho de tensão do estágio (A_V) e resistência de saída R_O

3.1 Conhecida a transcondutância gm, R_S e R_L:

$$A_V = \frac{gm \cdot (R_S // R_L)}{1 + gm \cdot (R_S // R_L)}$$

$$R_O = R_S // R_L$$

4 Polarização e Impedância de Entrada

4.1 Polarizando o JFET N

4.1.1 Definida a corrente I_{Dq}, será preciso fornecer a tensão V_G necessária.

4.1.2 Quando o seguidor de fonte é acoplado diretamente a um estágio amplificador de tensão anterior, é necessário compatibilizar o ponto de operação de ambos os estágios.

4.1.3 Outro método de polarização simplificado é o mesmo usado para polarizar estágios com Fonte Comum, e será sempre usado quando o acoplamento com o estágio anterior ou a fonte de sinal for capacitivo e não direto (Fig. 8) (Ref. [1][2]).

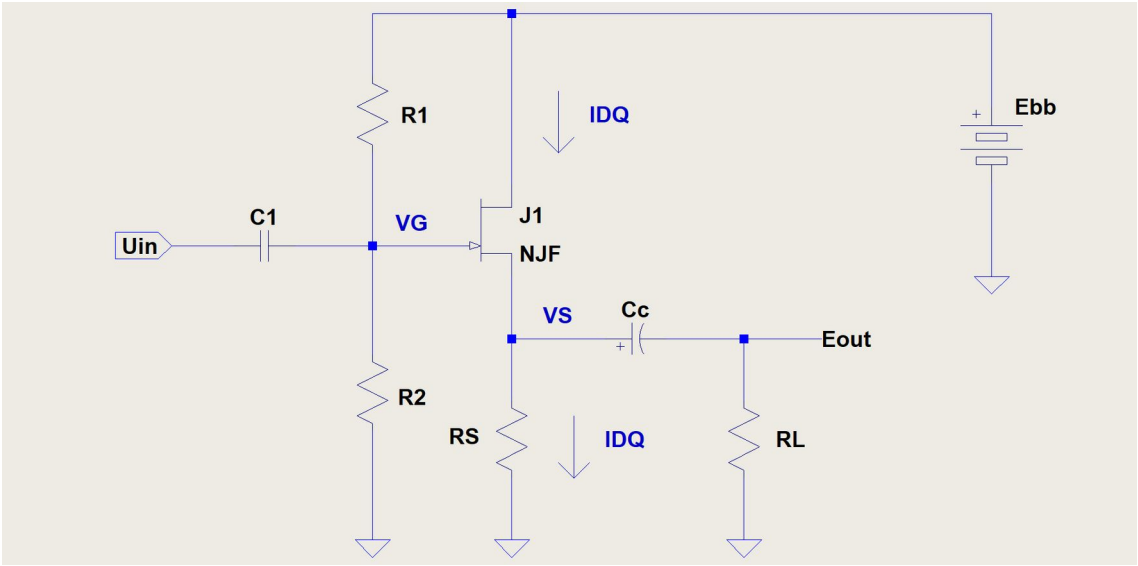


Figura 8

Aqui a tensão V_G é determinada por um divisor de tensão formado por dois resistores R1 e R2, ligados à fonte E_{bb} :

a $$V_G = E_{bb} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} = (V_S + V_{GSQ}), V_{GSQ} < 0$$

b $$\frac{V_G}{E_{bb}} = k$$

c $$R_2 = R_1 \cdot \frac{k}{(1-k)}$$

7 Impedância de Entrada do Estágio Seguidor de Fonte

7.1 A impedância de entrada do estágio polarizado pelo divisor de tensão será [1]:

a $Ri_n = R_1 * R_2/(R_1+R_2)$ para baixas frequências;

b O capacitor de acoplamento com o estágio anterior, ou a fonte de sinal, C_{in}, vai ser calculado em função da frequência de corte inferior f_L:

$$C_{in} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot R_{in}}$$

c O capacitor de acoplamento com o estágio seguinte, ou a carga, C_{out}, vai ser calculado em função da impedância de saída do SE e carga R_L.
Não é conveniente usar C_{out} para determinar a frequência de corte inferior do estágio inteiro a -3dB, f_L.
Uma razão é reduzir a queda de tensão sobre C_{out}, causada por sua impedância. Isso vai reduzir a distorção para sinais grandes.
Portanto, vamos calcular C_{out} para uma $f_{-3dB} = f_L/10$.
A resistência de saída do SF vai ser:

$Ro = R_S // R_L$

Então

$$C_{out} = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot (R_O + R_L)}$$

Para f_L em Hz e R_L em ohms, C_{out} resulta num valor em farads (F). Para obter o valor diretamente em μF, use:

$$C_{out} = \frac{10^7}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot (R_O + R_L)}$$

Podemos usar a mesma expressão para o SF com fonte de corrente.

d Um exemplo:

Projetar um seguidor de fonte que sirva de buffer de entrada para um pré-amplificador com uma impedância de entrada de 5kΩ no primeiro estágio; e que ofereça uma impedância de entrada para a fonte de sinal de 500kΩ ou mais.

- Resposta em frequência com -3dB a 5Hz;
- Tensão de saída de 8Vrms;
- Carga de 5kΩ.

$$E_p = E_{rms} \cdot \sqrt{2} = 8 \cdot 1{,}41 = 11{,}28\,V \approx 11{,}3\,V$$

$$I_p = \frac{V_p}{R_L} = \frac{11{,}3}{5000} = 2{,}26\,mA$$

Escolhemos o FET (J111) para a função (Fig. 10).

J111, J112

JFET Chopper Transistors

N–Channel — Depletion

Features

- Pb–Free Packages are Available*

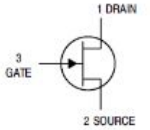
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain–Gate Voltage	V_{DG}	–35	Vdc
Gate–Source Voltage	V_{GS}	–35	Vdc
Gate Current	I_G	50	mAdc
Total Device Dissipation @ T_A = 25°C Derate above = 25°C	P_D	350 2.8	mW mW/°C
Lead Temperature	T_L	300	°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	–65 to +150	°C

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

ON Semiconductor®

http://onsemi.com





TO–92
CASE 29–11
STYLE 5

MARKING DIAGRAM

J111, J112

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Gate–Source Breakdown Voltage (I_G = −1.0 μAdc)		$V_{(BR)GSS}$	35	–	Vdc
Gate Reverse Current (V_{GS} = −15 Vdc)		I_{GSS}	–	−1.0	nAdc
Gate Source Cutoff Voltage (V_{DS} = 5.0 Vdc, I_D = 1.0 μAdc)	J111 J112	$V_{GS(off)}$	 −3.0 −1.0	 −10 −5.0	Vdc
Drain–Cutoff Current (V_{DS} = 5.0 Vdc, V_{GS} = −10 Vdc)		$I_{D(off)}$	–	1.0	nAdc
ON CHARACTERISTICS					
Zero–Gate–Voltage Drain Current[1] (V_{DS} = 15 Vdc)	J111 J112	I_{DSS}	 20 5.0 2.0	 – – –	mAdc
Static Drain–Source On Resistance (V_{DS} = 0.1 Vdc)	J111 J112	$r_{DS(on)}$	 – –	 30 50	Ω
Drain Gate and Source Gate On–Capacitance (V_{DS} = V_{GS} = 0, f = 1.0 MHz)		$C_{dg(on)}$ + $C_{sg(on)}$	–	28	pF
Drain Gate Off–Capacitance (V_{GS} = −10 Vdc, f = 1.0 MHz)		$C_{dg(off)}$	–	5.0	pF
Source Gate Off–Capacitance (V_{GS} = −10 Vdc, f = 1.0 MHz)		$C_{sg(off)}$	–	5.0	pF

1. Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle = 3.0%.

Figura 10

Então, determinamos a tensão mínima de alimentação:

Por aproximação:

$$E_{bb} \cong 3{,}5 \cdot V_p = 3{,}5 \cdot 8 = 28V$$

Tentando ser mais apertado:

$$E_{bb} > 2 \cdot \left(V_p + \left| V_{GSOFFmin} \right| \right)$$

$$E_{bb} > 2 \cdot \left(11{,}3 + 1 \right) = 24{,}6\,V \approx 25\,V$$

Escolhemos Ebb= 25V como valor inicial;

$$V_{Dsq} \geq \left(V_{GSOFF} + V_p \right)$$

$$V_{Dsq} \geq \left(1 + 11{,}5 \right) = 12{,}5V$$

Determinamos R_S:

$$R_S = \frac{R_L \cdot \left(V_S - V_p \right)}{V_p}$$

$$R_S = \frac{5 \cdot (12{,}5 - 11{,}3)}{11{,}3} = 510\,\Omega$$

$$R_S = 510\,\Omega$$

Isso vai determinar I_{Dq}

$$I_{Dq} = \frac{V_S}{R_S} = \frac{12{,}5}{510} = 0{,}0245\ A = 24{,}5\,mA$$

$$V_S \cong E_{bb} - V_{Dsq} = 25 - 12{,}5 = 12{,}5\,V$$

Nesse momento, verificar a dissipação é fundamental.

$$P_D = I_{Dq} \cdot V_{Dq} = 12{,}5 \cdot 0{,}0245 = 0{,}306\,W$$

No limite, para uma temperatura ambiente máxima de 40°C.

O que fazer então?

Antes de usar uma fonte de corrente, podemos considerar o uso de dois FETs em paralelo, lidando com metade de I_{Dq}...

Vamos determinar a tensão V_{GSQ} necessária:

$$V_{GSQ} = V_{GS(OFF)} \cdot \left[1 - \sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}}\right] = -10 \cdot \left[1 - \sqrt{\frac{12{,}3}{20}}\right] = -2{,}16V$$

$$V_G = V_{SQ} + V_{GSQ} = 12{,}5 - 2{,}2 = 10{,}3\,V$$

$$\frac{V_G}{E_{bb}} = k = \frac{10{,}3}{25} = 0{,}412$$

$$R_2 = R_1 \cdot \frac{k}{(1-k)}$$

$$R_2 = R_1 \cdot \frac{0{,}412}{(1 - 0{,}412)} = R_1 \cdot 0{,}7$$

$$R_{in} = \frac{R_1 \cdot R_2}{(R_1 + R_2)} = \frac{0{,}7 \cdot R_1^2}{R_1(1 + 0{,}7)} = \frac{0{,}7 \cdot R_1}{1{,}7} = 0{,}412 \cdot R_1$$

Especificado R_{in}, podemos determinar R_1 e R_2

R1=Rin/0,412=2,427*Rin e R2=1,7*Rin

Para R_{in} de 500kΩ

R1=2,427*Rin= 1,213MΩ

R2=1,7*Rin= 850kΩ

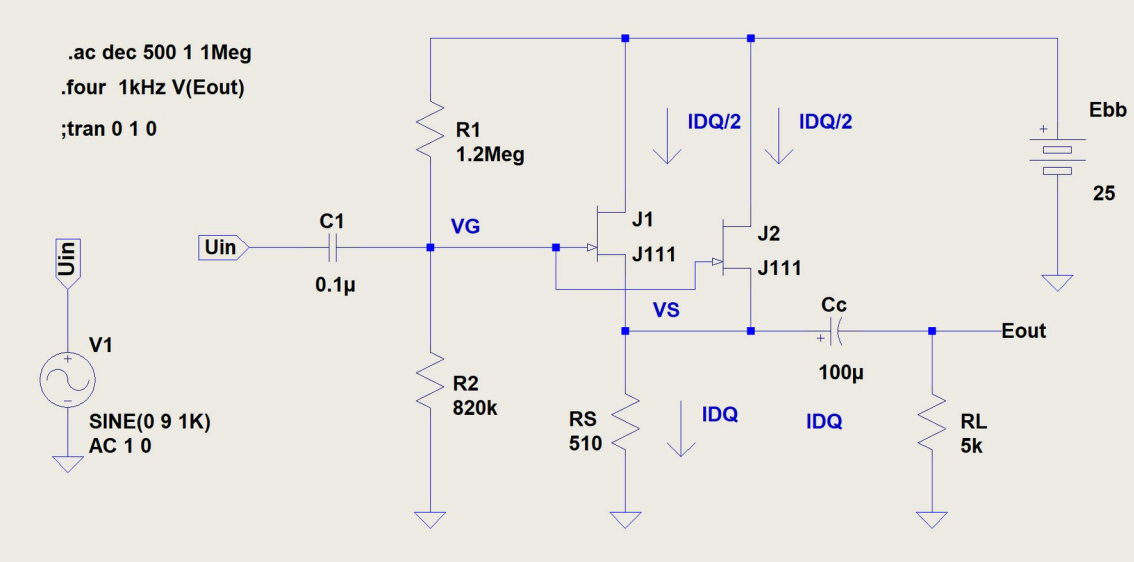


Figura 11

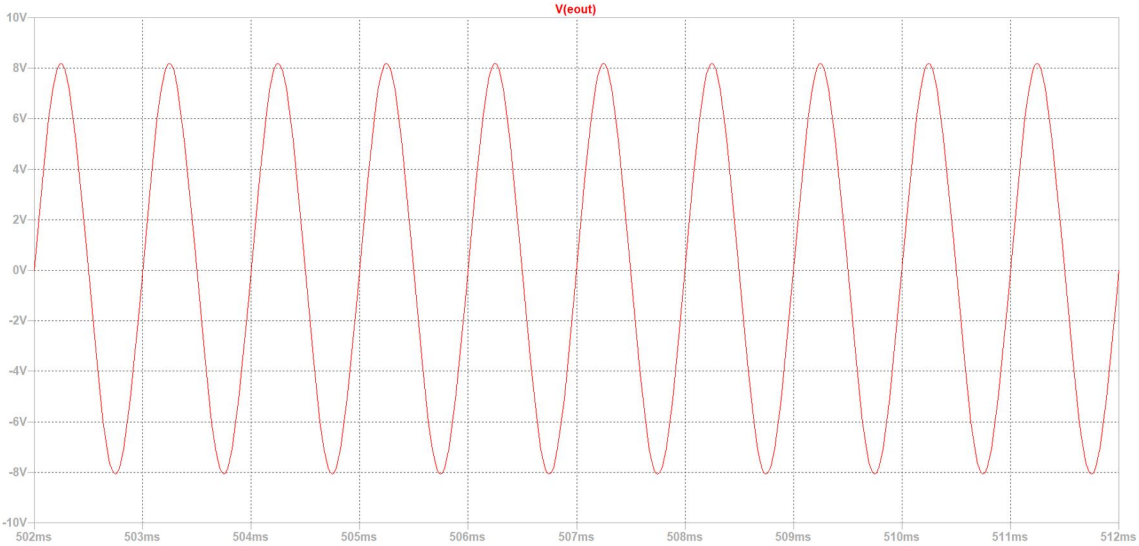


Figura 12

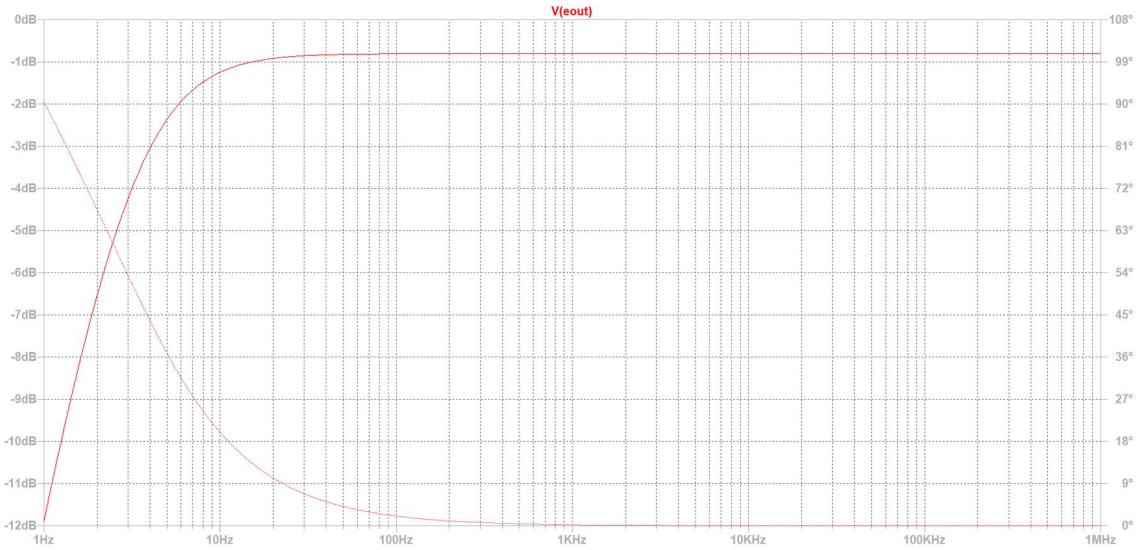


Figura 13

PD=300mW
THD=2%@1kHz

Tentando usar a fonte de corrente para aumentar a eficiência:

- Determinamos I_p;
- Fazemos $I_{Dq} = 1{,}2.I_p$

$$I_p = \frac{V_p}{R_L} = \frac{11{,}3\,V}{5\,k\Omega} = 2{,}26\,mA$$

$$I_{Dq} = 1{,}2 \cdot 2{,}26 = 2{,}71\,mA \approx 3\,mA$$

No mínimo.

Circuito simulado no LTSpice:

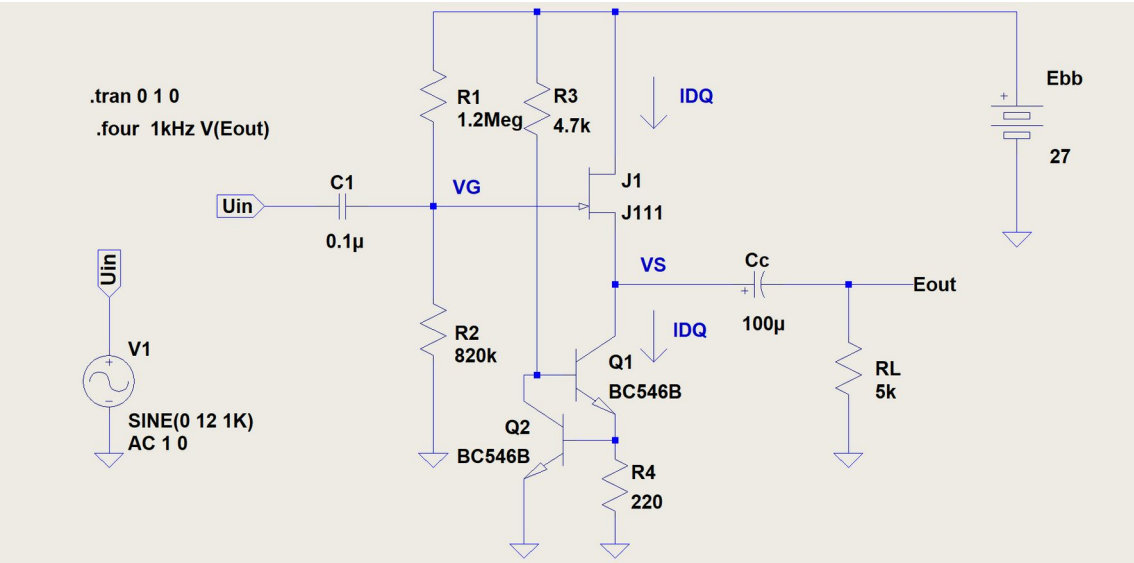


Figura 14

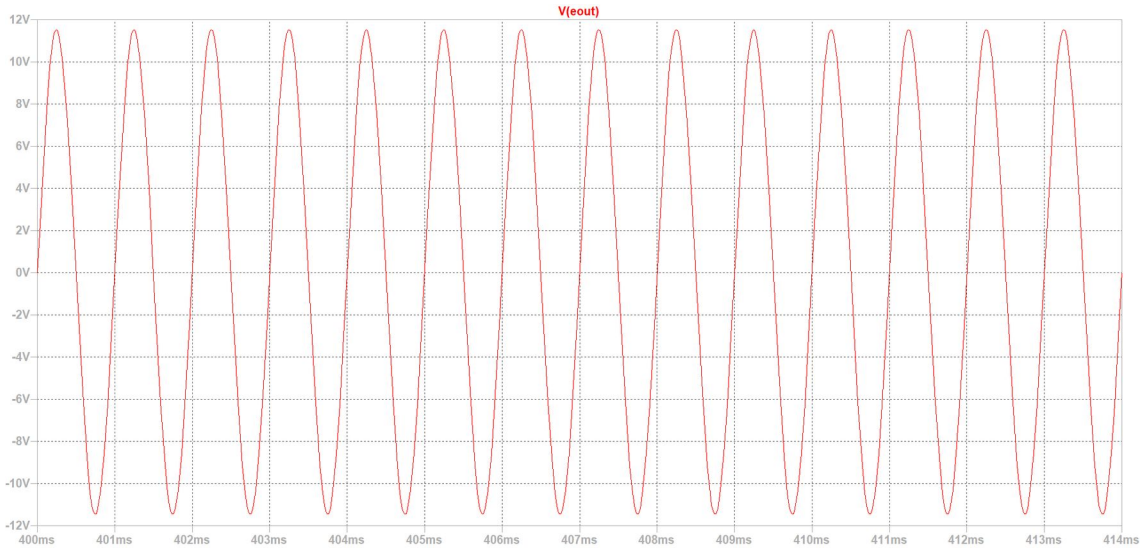


Figura 15

U_o=8V_{rms}

THD=1,6% @ 1kHz

PD=36mW

Aumentando a I_{Dq} para 4mA.

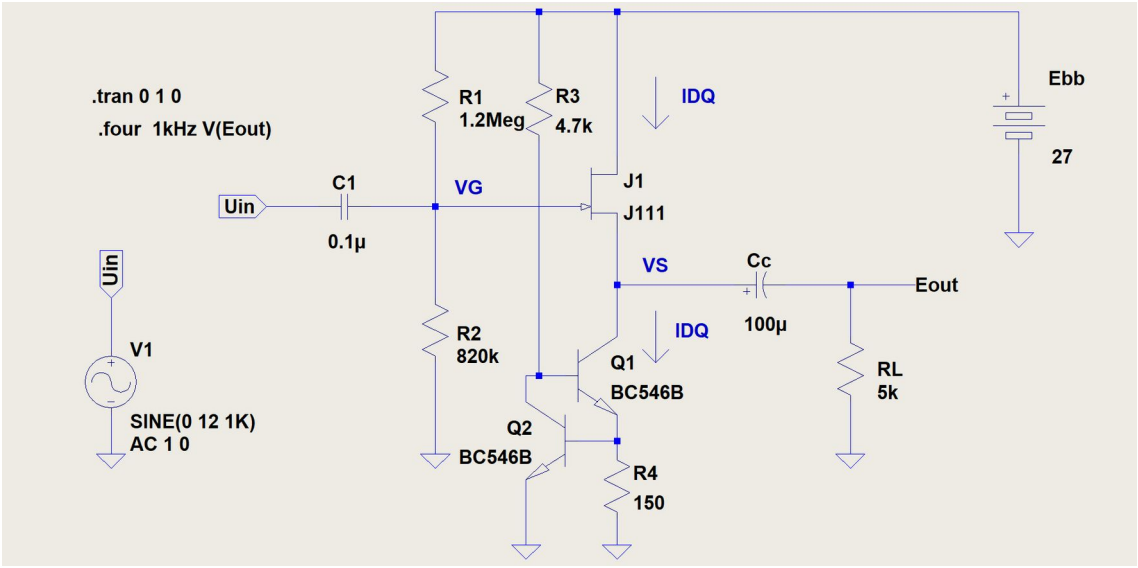


Figura 16

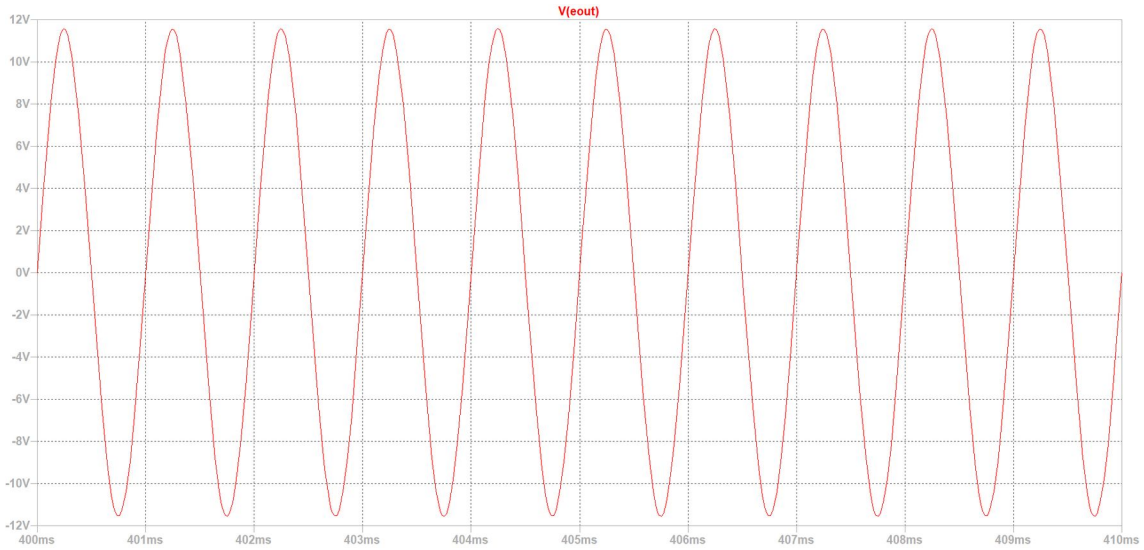


Figura 17

$U_o=8V_{rms}$

THD=1,5% @ 1kHz

PD=49mW

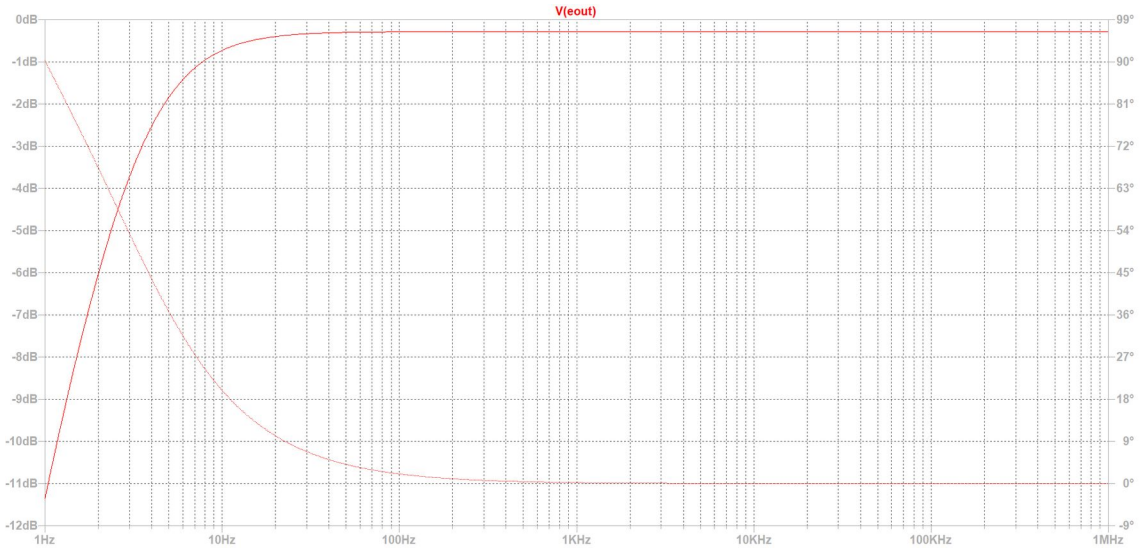


Figura 18

Até a próxima, pessoal!

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.