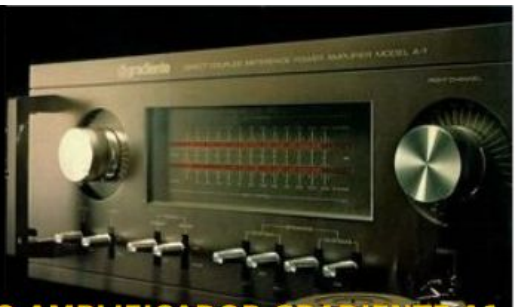
NÚMERO 3/20 (1209) SETEMBRO/2020

antenna

ELETRÔNICA - SOM - TELECOMUNICAÇÕES



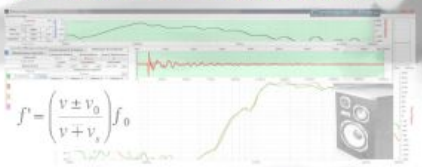
O AMPLIFICADOR GRADIENTE A1



ELETRICIDADE BÁSICA - PARTE I

EQUALIZAÇÃO RIAA - PARTE 2

(D)EFEITO DOPPLER EM ALTO-FALANTES



PALITAR OU NÃO PALITAR?



MEDIÇÃO DE POTÊNCIA EM AMPLIFICADORES

PROJETO DE FONTE ESTABILIZADA - PARTE 2



Palitar ou não palitar eis a questão!

Josué Paz*



Bem-vindos a este artigo, um tanto quanto polêmico: “estirar” ou não nossos radinhos?

Antes de tudo deixem eu me apresentar: meu nome é Josué Paz, sou técnico em eletrônica há mais de 30 anos, autodidata, 11 metrista desde 1990 e radioamador prefixado no Uruguai com o indicativo **cx3PI**, mas sempre à procura do aperfeiçoamento profissional.

Bom… O assunto é polêmico! Vejo seguidamente no YouTube alguns técnicos tirando o máximo de watts que o wattímetro possa marcar; é aquele “show” de entortar ponteiro!!!

Curiosamente, esses técnicos mostram apenas isso, ponteiro colando no fundo.

Vamos analisar alguns fatores muito importantes, que para o leigo passam despercebidos. O primeiro deles é que o wattímetro é burro, ele “lê” tudo que entra inclusive distorção, e, meus amigos, acreditem em mim, distorção bagunça qualquer sistema! A onda já não é mais senoidal e em SSB o envelope fica completamente deformado.

Então, vamos por partes:

* Técnico em Eletrônica

Além de utilizar um frequencímetro, devemos analisar a forma de onda de nossa modulação, afinal estamos falando de rádio de FONIA – em outro momento

Falaremos de outras modalidades – e para isso precisamos dispor pelo menos um osciloscópio.

Mas como isso é feito? Bom, tratarei de ilustrar de forma bem simples para as pessoas mais leigas entenderem, pois são essas que queremos alertar sobre os problemas de uma palitada.

O teste é feito injetando-se um sinal de dois tons contínuos, senoidais – algo como 600 Hz e 2 kHz (não relacionados harmonicamente) - e com a mesma amplitude, conectado à entrada de áudio do transmissor de SSB.

Esses dois tons vão criar o que chamamos de **envelope de SSB** (single side band, ou banda lateral única em bom português). Abaixo temos duas figuras, que tratarei de explicar (imagens capturadas do Youtube, canal Alpha Telecom).

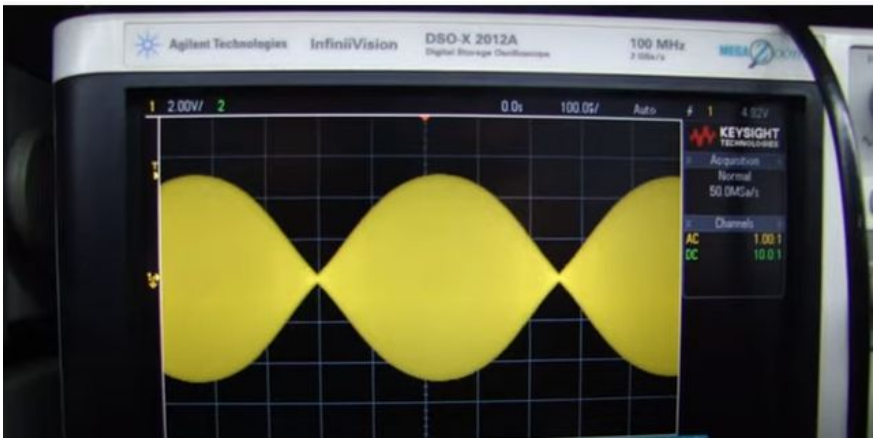


Figura 1

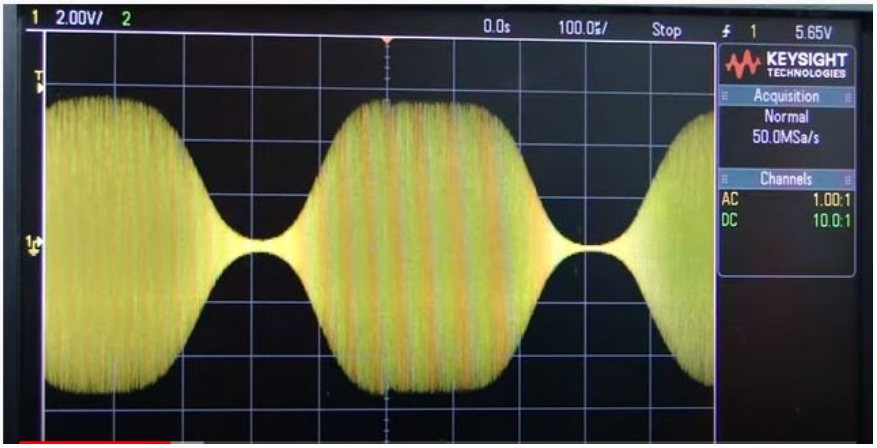


Figura 2

Na figura 1 temos uma senoide perfeita, sem achatamentos e sem sobremodulação; esse rádio estará com uma modulação impecável.

Na figura 2, meus amigos, temos a imagem daquele rádio que foi “palitado”; o “fuçador” quis “entortar o ponteiro” do medidor de sinal e tirar 30 watts de um rádio que é feito para entregar 15 watts à antena. A senoide está ceifada! Aliás, de senoide não se pode chamar, está quase uma onda quadrada, e, meus amigos, uma onda quadrada é a maior fonte de harmônicos que existe. Esse rádio, com certeza, além de ter um áudio péssimo, deve estar gerando interferência até no chuveiro da casa.

Por que isso acontece?

Todo amplificador tem uma região linear, ou seja, com baixa DHT (distorção harmônica total), mas, “peraí”! Eu já li esse termo nos textos sobre amplificadores de áudio! Sim, e aqui se aplicam as mesmas regras; um transmissor SSB utiliza amplificadores em classe B, afinal a banda lateral tem o áudio com a supressão da portadora, como todos sabemos, e áudio precisa um circuito linear (isso e assunto mais lá para a frente). Ao sair dessa região linear chegamos à zona de distorção.

Como exemplo, noutro dia chegou em minha oficina um rádio que foi mexido. Estava dando 230 watts, e o cliente me relatou que ninguém entendia o que ele falava. Expliquei exatamente isso que estou explicando a vocês, e mesmo assim, há a cultura do “entorta ponteiro”, e o cliente me pergunta se não tem como melhorar o áudio e deixar com essa potência? Não!! Infelizmente o que você esta obtendo na leitura é DISTORÇÃO. Após acertado circuito de BIAS (sim, da mesma forma que no amplificador de áudio) e ajustado o ALC (automatic limiter circuit) o rádio ficou com um áudio maravilhoso, porém marcando apenas 120 watts na modulação, com o wattímetro em AVG (medição average) … Calma Josué!!! Tu “tá” usando muito termo técnico!!! Já vou explicar sobre isso no próximo item.

<u>Ufa!! Seguimos com o wattímetro!!! Esse moço do qual todo mundo adora entortar o ponteiro.</u>

Pois bem!!! Um wattímetro que se preze deve realizar duas medidas, a potência MÉDIA (average) e a potência de pico. A maioria dos wattímetros disponíveis no mercado não mede PEP (peak envelope power), ou seja, o pico do nosso envelope mostrado nas figuras acima. Algumas marcas acabam colocando um capacitor no medidor, para permitir um retardo na medição, mas isso não vai medir o pico, vai apenas deixar o medidor lento. Medição de PEP implica um circuito dedicado a essa leitura.

Então, o que acontece? Aquele dono de rádio, ou aquele técnico com um equipamento menos sofisticado, quer tirar constantemente o valor de pico durante a modulação, com o ponteiro cravado no fundo, e a distorção comendo solta.

O próximo problema disso tudo é o aquecimento dos transistores e sua precoce fadiga. Isso sim é um problemão!!! Vamos aqui analisar isso.

Se um circuito foi projetado para suportar 100 watts, as trilhas da placa são calculadas para isso, a dissipação de calor é calculada pra isso, os filtros são calculados para isso, a bitola dos cabos etc. Tudo é calculado para 100 watts, com obviamente uma margem de segurança. Ora, não precisamos ser gênios para vermos que, se passarmos desses 100 watts, estressaremos todo material e aumentando a possibilidade de falha a qualquer momento. E, se os argumentos acima não lhe convenceram e você quer ver ponteiro grudado no fundo, com muita distorção, talvez quando pese no seu bolso você repense seus conceitos.

Em futuras matérias falaremos sobre esse mesmo problema em AM. Encerro aqui meu pequeno artigo inaugural. 73 a todos.

(D)Efeito Doppler em Alto-Falantes



Francisco Monteiro*

1. Introdução

Alto-falantes são elementos bastante conhecidos e equacionados há décadas, porém pouco se acrescentou ao princípio de funcionamento desde então. São a chave na transformação da energia elétrica, proveniente dos amplificadores de potência, mesas de som, equalizadores etc em ondas sonoras, energia acústica.

Uma boa analogia à importância dos alto-falantes seria a comparação ao pneu dos carros. Um piloto experiente aliado às melhores tecnologias pode minimizar os efeitos negativos de um pneu “careca”, furado ou não calibrado corretamente, mas o rendimento de todo o conjunto jamais será máximo. O pneu é o elemento principal na transferência da energia à pista.

Os grandes problemas no controle preciso dos alto-falantes são intrínsecos ao princípio de funcionamento. Por serem elementos passivos, de baixíssima eficiência e linearidade, qualquer processo de correção, por realimentação, por exemplo, tem eficácia limitada. Na grande maioria dos casos as soluções são indiretas, ou através de outros transdutores também imperfeitos.

A quantidade de novas tecnologias voltadas ao seu controle é enorme, os DSP´s são elementos versáteis que transformaram teorias rebuscadas em processos práticos, simples aos usuários. Ainda estamos longe do grande salto tecnológico necessário e já atingido em outras áreas científicas há muitos anos, mas isso é questão de tempo.

* Engenheiro Eletricista

No uso, eles são o último elemento na cadeia da sonorização endereçada ao público (PA), ou seja, acabam sofrendo as consequências de todos os elementos anteriores, como: instalação, infraestrutura, OPERAÇÃO, ajustes, defeitos em circuitos e muitos outros.

2. O que é o efeito Doppler?

É impossível não falar em efeito Doppler, sem mencionar o barulho dos carros quando passam velozmente por nós. Quando estão vindo em nossa direção, o ruído do motor apresenta um tom mais elevado, diminuindo instantaneamente após a passagem. A *figura 2.1* explica o fenômeno:

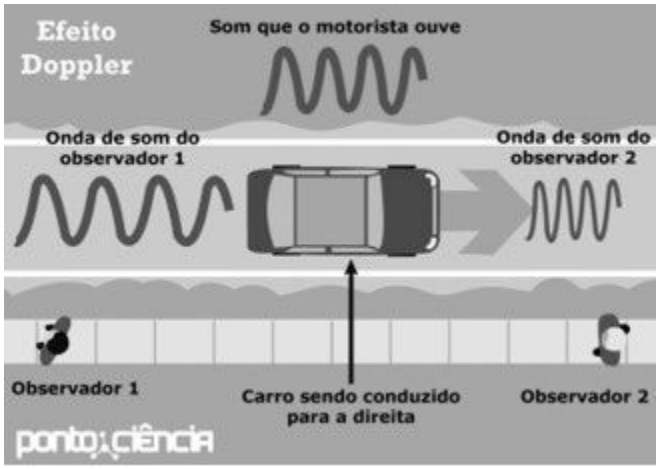


Fig. 2.1. Efeito Doppler no Automóvel em Movimento.

Quanto maior a velocidade do carro em nossa direção, maior será o tom do ruído do motor e, consequentemente, menor após a passagem.

O fenômeno é resultante da modulação da fase do sinal pela diferença de velocidade entre a fonte e o observador, resultando em Distorção FM, Modulação da Fase.

3. O efeito no alto-falante.

Nos alto-falantes o princípio é o mesmo ao do carro (*Fig 2.1*), com alguns detalhes e agravantes.

Devido ao movimento do cone ser oscilante no domínio do tempo e da frequência, o resultado da distorção é mais complexo, sendo a soma de duas componentes principais: Modulação da frequência por efeito Doppler (FM_d) e Modulação da frequência por modulação da fase (FM_f). A modulação da frequência total (FM) é o resultado da soma entre FM_d e FM_f.

A composição final FM é tida da seguinte forma:

• **FM_f**: Se dá pela curva de deslocamento do cone. Ao se aproximar e distanciar do ouvinte, os comprimentos de onda das frequências emitidas sofrem alteração proporcional à variação de distância. Quando o cone está nos extremos do posicionamento, o módulo da FM_f será máximo.

• **FM_d**: Se dá pela curva de velocidade do cone. Quando o cone está posicionado no centro do gap , posição 0, a velocidade é máxima e nos extremos do movimento a velocidade é mínima, portanto o módulo da FM_d é máximo no centro do gap.

A diferença de fase entre a curva de deslocamento e a velocidade do cone é de 90°, assim como FM_d e FM_f.

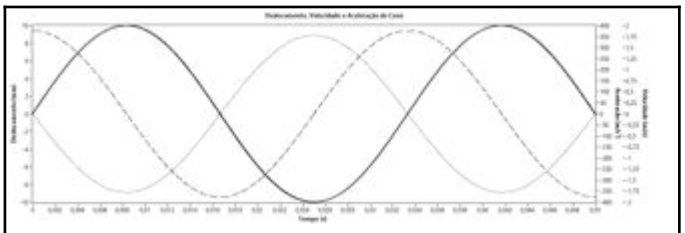


Fig 3.1. Contínuo: Deslocamento do Cone, Traço: Velocidade do Cone, Ponto: Aceleração do Cone.

4. A Teoria da Prática.

O sinal de teste é composto pela soma de dois sinais senoidais, *Fig 4.1.*

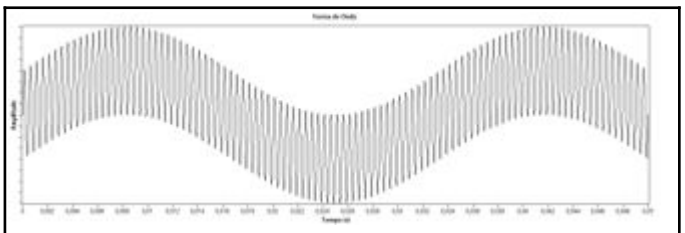


Fig 4.1. Sinal Modulador (F_{mod}) @ 30Hz, Somado ao Sinal de Audição (F_{aud}) @ 2KHz.

O objetivo da composição, **Sinal Modulador de Baixa Frequência (F_{mod})** e **Sinal de Audição de Alta Frequência (F_{aud})**, é medir as consequências à F_{aud}, quando a mesma é emitida por uma superfície que desloca em diferentes amplitudes,

frequências e velocidades. O F_{mod} é utilizado para realizar tais variações à superfície, que no caso é o cone do alto-falante.

Medir a FM do F_{aud} no domínio do tempo não é fácil, exatamente devido à composição do F_{mod} com F_{aud}.

Modulações do F_{aud} em baixa amplitude não geram níveis altos de FM. Ao se elevar a intensidade do F_{mod}, o microfone de medição atinge o nível máximo de SPL admissível, pela pequena distância ao cone do alto-falante.

Os pontos anteriores mostram a necessidade de se efetuarem as medições através de laser, mas esse não é o objetivo deste trabalho, portanto seguimos com alguns princípios básicos:

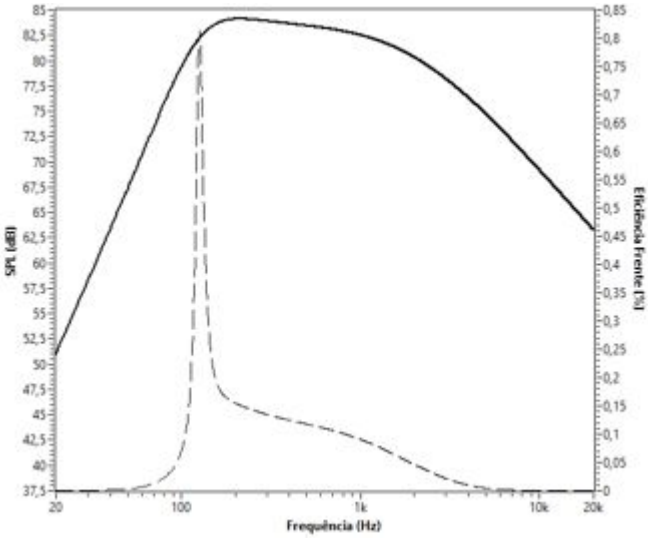


Fig 4.2. Alto-Falante - Contínuo: SPL, Traço: Eficiência.

Analisando as curvas de pressão acústica e eficiência de um alto-falante (*Fig 4.2*), o pico na eficiência se dá em Fs. Abaixo, existe uma queda brusca em ambas. O mesmo não acontece com o deslocamento do cone, que aumenta.

4.1 Escolha do F_{mod} e F_{aud}.

F_{mod} ideais deslocam o cone sem pressão acústica. A escolha sensata então está em sinais abaixo do Fs, porém quanto mais baixa a frequência do F_{mod}, menor será a velocidade do cone, para uma mesma amplitude de movimento.

A curva de deslocamento do cone é crescente com a diminuição da frequência, o resultado é uma curva de velocidade mais homogênea.

Existem outras limitantes ligadas à fonte de tensão do sinal, é prudente não escolher um F_{mod} excessivamente menor que a Fs.

O deslocamento do cone no domínio da frequência está representado na *Fig 4.3*. O limite inferior é F_{mod} e o superior é F_{aud} / 2. Em um gráfico Log X Log, a curva tem estética linear. A perda de linearidade próximo a F_{mod} é causada por um filtro passa-altas, que simula uma situação real de uso. Apesar de garantir a integridade do cone, diminuindo o deslocamento na região de baixas frequências, eleva-se em frequências mais altas.

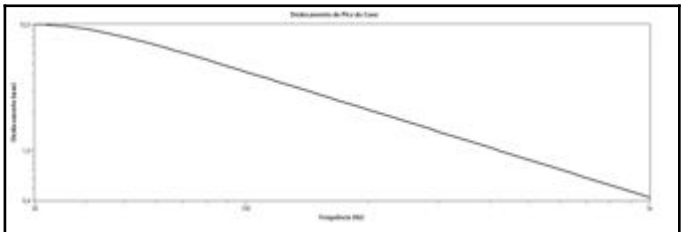


Fig 4.3. Deslocamento do Cone.

A escolha do F_{aud} deve ser a maior possível e é diretamente proporcional ao nível FM. O limite para o F_{aud} está na curva de SPL da *Fig 4.2. O* ideal é observar-se o limiar de queda de resposta.

4.2 Posicionamento do Microfone.

O posicionamento do microfone deve ser otimizado, para elevar-se a rejeição de F_{mod} e o nível de overload.

Alto-falantes ao ar livre emitem um nível de SPL médio muito próximo pela frente e por trás. A diferença é decorrente da diretividade nas altas frequências e, com isso, o nível resultante médio cai. A diferença principal a se considerar neste caso (entre frontal e traseiro) é a inversão de polaridade. Em um ponto exato na lateral do alto-falante, região de transição da traseira para frente ou vice-versa, a pressão acústica é teoricamente nula, os níveis frontais cancelam os traseiros (*Fig 4.4*).

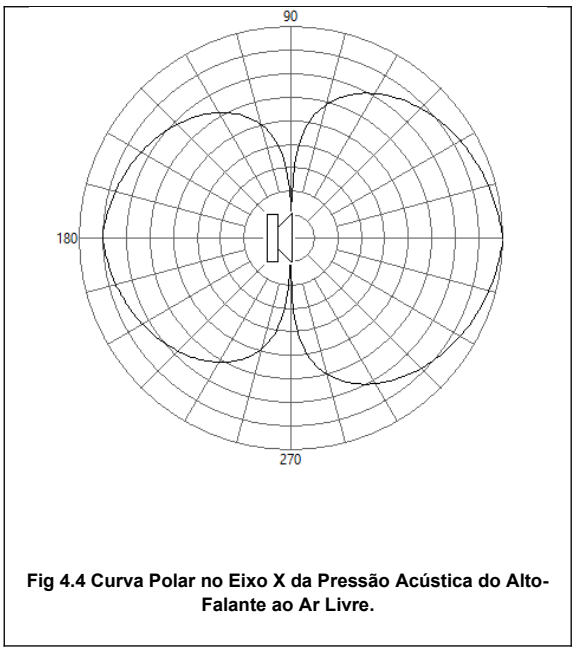


Fig 4.4 Curva Polar no Eixo X da Pressão Acústica do Alto-Falante ao Ar Livre.

O posicionamento do microfone, conforme ilustrado na *Fig 4.5*, é a melhor maneira de se captar somente a F_{aud}. Os passos abaixo explicam o processo:

• O microfone é posicionado na região de transição da curva polar, na lateral do alto-falante, onde o nível de SPL teórico é nulo.

• Uma barreira, com dimensões calculadas conforme as características de diretividade, frequência e comprimento de onda de F_{aud}, é posicionada em frente ao alto-falante.

• O ângulo de inclinação preciso da barreira, direciona Faud ao microfone.

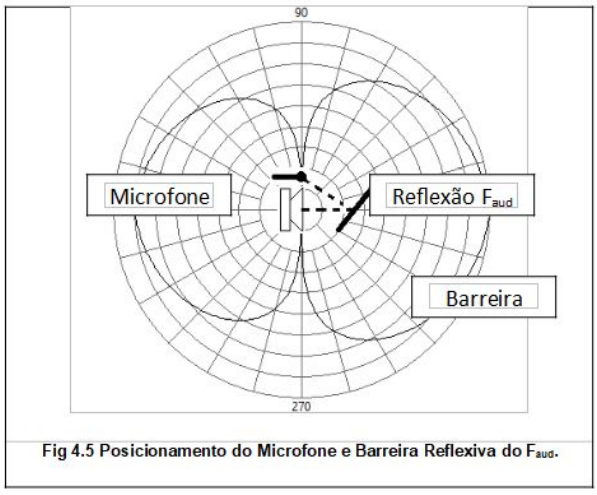


Fig 4.5 Posicionamento do Microfone e Barreira Reflexiva do F_{aud}.

5. Resultados Teóricos.

Em todas as simulações: F_{mod} = 30Hz, F_{aud} = 2KHz e deslocamento de pico do cone = 10mm.

5.1 Simulações no Domínio do Tempo.

Como FM = FM_d + FM_d, simular todas separadamente auxilia a compreensão total do fenômeno.

Respectivamente nas *Fig 5.1* e *Fig 5.2,* a variação da Frequência e Fase do F_{aud} por F_{mod} baixas. FM_d representa uma pequena parcela da FM, porém não pode ser ignorada - os motivos serão explicados mais à frente.

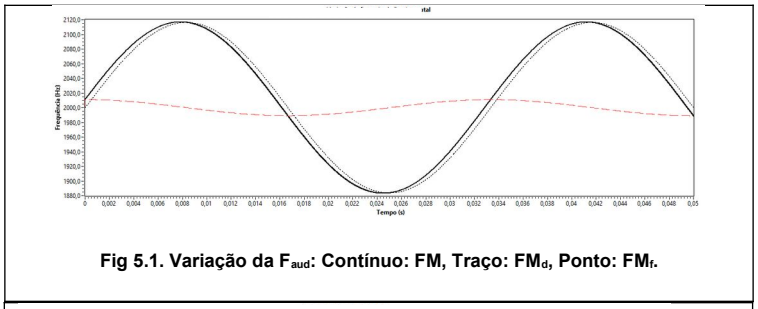


Fig 5.1. Variação da F_{aud}: Contínuo: FM, Traço: FM_d, Ponto: FM_f.

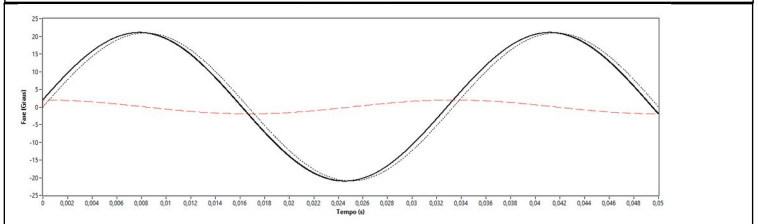


Fig 5.2. Variação da Fase da F_{aud}: Contínuo: FM, Traço: FM_d, Ponto: FM_f.

A *Fig 4.1* é um pouco confusa devido a F_{aud} + F_{mod}; novamente a simulação independente das componentes facilita a compreensão e também possibilita a adição de mais uma curva, a subtração de F_{aud} emitido e medido de 3 maneiras:

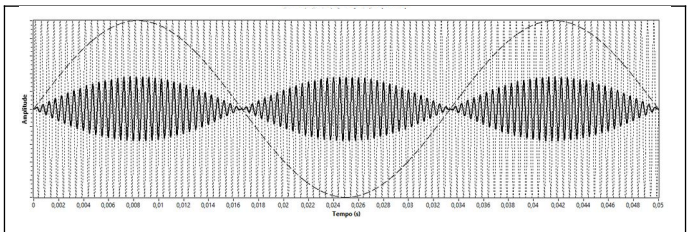


Fig 5.3. Sinal Emitido Menos Sinal Distorcido por FM_f.

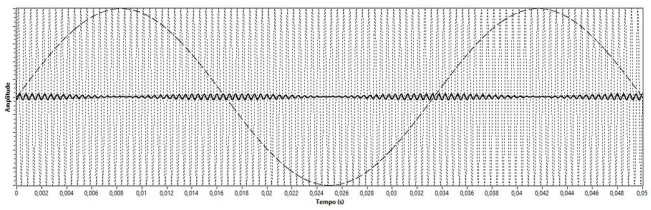


Fig 5.4. Sinal Emitido Menos Sinal Distorcido por FM_d.

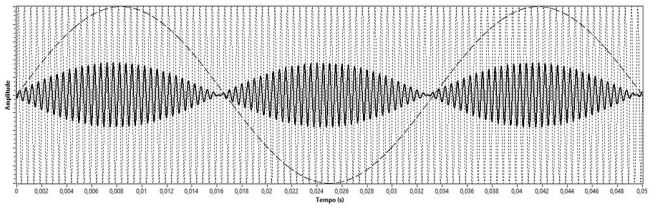


Fig 5.5. Sinal Emitido Menos Sinal Distorcido por FM.

A diferença nos níveis de FM_d e FM_f é grande e a relevância de FM_d na FM é somente um pequeno deslocamento do ponto de amplitude mínima (*Fig 5.5*).

5.2 Simulações no Domínio da Frequência.

Sinais com FM geram picos laterais, superiores e inferiores, à resposta de frequência do F_{aud}. Quanto maior for FM, maiores serão os picos em quantidade e amplitude.

A simulação tem relação direta ao timbre de F_{aud}. Quando F_{aud} sofre FM, para o ouvinte, o resultado sonoro será um apito de juiz de futebol ao invés de uma onda senoidal pura, muito diferente da sensação gerada por uma senoide ceifada (DHT).

Igualmente às simulações no domínio do tempo, as no domínio da frequência (*Fig 5.6, Fig 5.7 e Fig 5.8*) mostram a pequena a influência da FM_d na curva de resposta do F_{aud}.

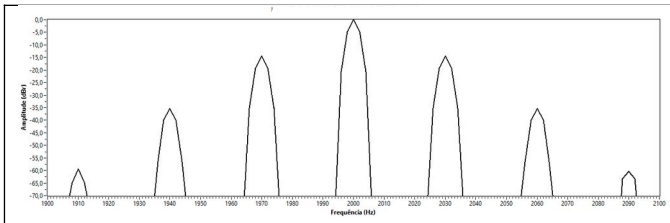


Fig 5.6. Resposta de Frequência do F_{aud} por FM_f.

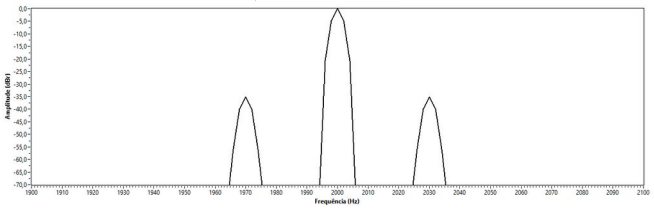


Fig 5.7. Resposta de Frequência do F_{aud} por FM_d.

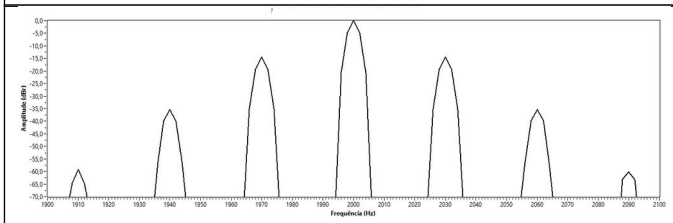


Fig 5.8. Resposta de Freqüência do F_{aud} por FM.

5.3 Simulações com Varredura no Domínio da Frequência.

Até o momento, tons fixos foram a base de todo o trabalho. Sinais reais musicais são formados por diversas frequências pulsantes aleatórias e tons puros não refletem essas condições.

O calculo percentual da FM difere do utilizado na Distorção Harmônica Total (DHT).

O princípio da DHT mensura a relação da intensidade das harmônicas à fundamental, processo incompatível no caso da FM, por alguns motivos:

• Existem frequências laterais superiores e inferiores e não harmônicos pares e ímpares.

• Os harmônicos distam em, no mínimo, o dobro da frequência fundamental; na FM é de menos de 10% entre cada frequência lateral.

• DHT decompõe o sinal final, ou seja, o sinal principal é formado por diversos sinais secundários; na FM não existe composição, uma vez que F_{aud} é sempre um tom puro com fase girada.

A relação percentual de variação da fase total é a melhor forma de mensurar a FM. Seguindo-se esse princípio e aprimorando-se as simulações para sinais de varredura na frequência, evidencia-se o efeito em todo o espectro de áudio.

Na *Fig 4.4,* F_{mod} é constante e F_{aud} tem somente a frequência elevada. A proximidade máxima entre os dois sinais é de F_{mod} X 2.

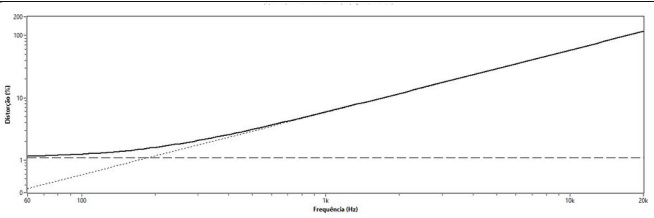


Fig 5.9. Variação da F_{aud}, Contínuo: FM, Traço: FM_d, Ponto: FM_f.

A FM_d é a mesma em todo o espectro levantado. Devido a F_{mod} ser constante em frequência e amplitude, não existe variação na velocidade do cone.

A elevação da FM_f proporcional ao sinal com varredura mostra que frequências mais altas são mais susceptíveis aos efeitos da FM, decorrente dos pequenos comprimentos de onda. Quanto menor a frequência do F_{aud}, menos FM_f. A FM nunca é nula, após a região de cruzamento entre FM_d e FM_f a FM tende a FM_d.

Na *Fig 4.5* F_{aud} é constante, F_{mod} tem a frequência elevada e o deslocamento do cone é igual ao da *Fig 4.3*.

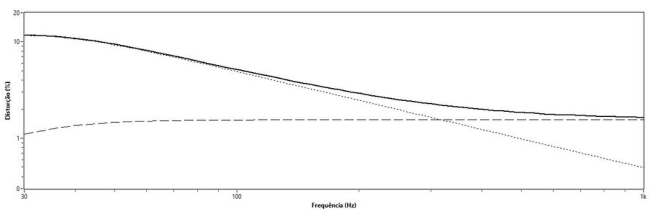


Fig 5.10. Variação da Fmod, Contínuo: FM_t, Traço: FM_d, Ponto: FM_f.

A FM_d também é pequena e quase constante, devido ao controle da velocidade do cone pela curva decrescente de deslocamento (Fig 4.3). Aproximadamente abaixo de 50Hz, o controle do Xmax por um filtro passa altas causa a perda de linearidade à curva da FM_d.

FM_f acompanha o aspecto da curva de deslocamento do cone, ou seja, também é decrescente.

A elevação da F_{mod} deveria resultar em FM elevadas, se o deslocamento do cone fosse constante, como não é, a FM abaixo da região de cruzamento entre FM_d e FM_f tende a FM_f, acima tende a FM_d. Novamente, FM nunca é nula.

A conclusão prática das *Fig 4.4* e *Fig 4.5:*

Transdutores full range sempre apresentarão níveis mais elevados de FM se comparados a sistemas multivias, logicamente outros problemas e variáveis aparecerão nos sistemas multivias e full range, mas não as estamos considerando nessa afirmação

Sistemas multivias são uma solução, mas como será o comportamento da região de crossover com a FM?

As *Fig 4.6* e *Fig 4.7* simulam a curva de resposta de uma sistema de duas vias com corte em 2KHz But 18dB oitava. Foi aplicada a mesma varredura da *Fig 4.4* em ambas. Na *Fig 4.6* o deslocamento do cone de pico é de 10mm e na *Fig 4.7* o valor foi extrapolado para 200mm.

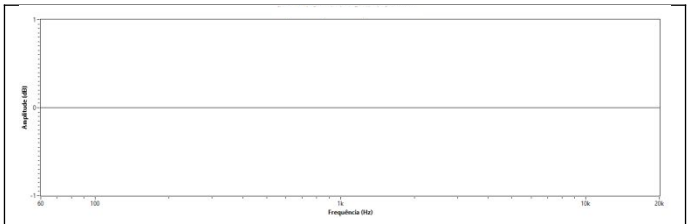


Fig 5.11 Região de Crossover, F_{mod} 30Hz e 10mm Deslocamento de Pico.

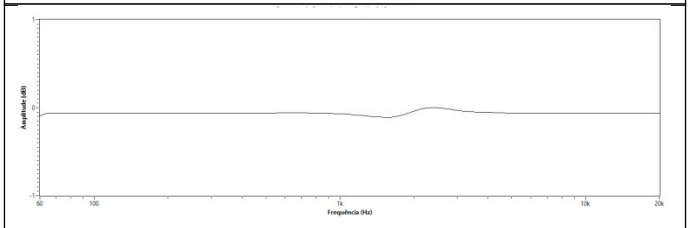


Fig 5.12 Região de Crossover, F_{mod} 30Hz e 200mm Deslocamento de Pico.

Conclui-se que a FM não é um problema para as regiões de transição entre as vias do sistema, mesmo com valores não reais, exageradamente elevados de deslocamento, a não linearidade resultante é mínima.

5.4 Acrescentando a Distorção Por Modulação da Amplitude, AM.

Uma das vantagens, e também problema das simulações, é a possibilidade de isolarem-se características. Isso pode também ser considerado um problema caso exista negligência - não considerar algo que de fato é importante.

O foco deste trabalho é a FM, porém é perigoso negligenciar, nesse caso, a AM, portanto, segue um breve comentário sobre AM.

Repetindo a simulação da *Fig 5.5* acrescida de AM, o resultado será o da *Fig 5.13*.

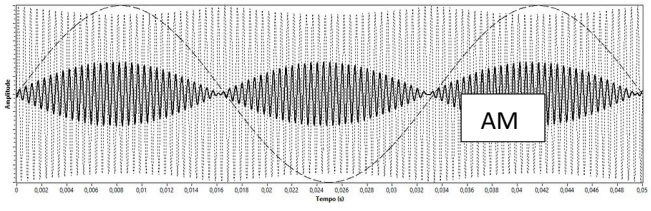


Fig 5.13. Distorção AM.

A atenuação da F_{aud} é causada pela perda de eficiência do alto-falante e proporcional ao aumento do deslocamento do cone pela F_{mod}.

A região de maior eficiência e linearidade do alto-falante é onde a bobina móvel está simetricamente posicionada no plateau do campo magnético do gap.

A *Fig 5.14* é um exemplo de campo magnético no gap de um alto-falante.

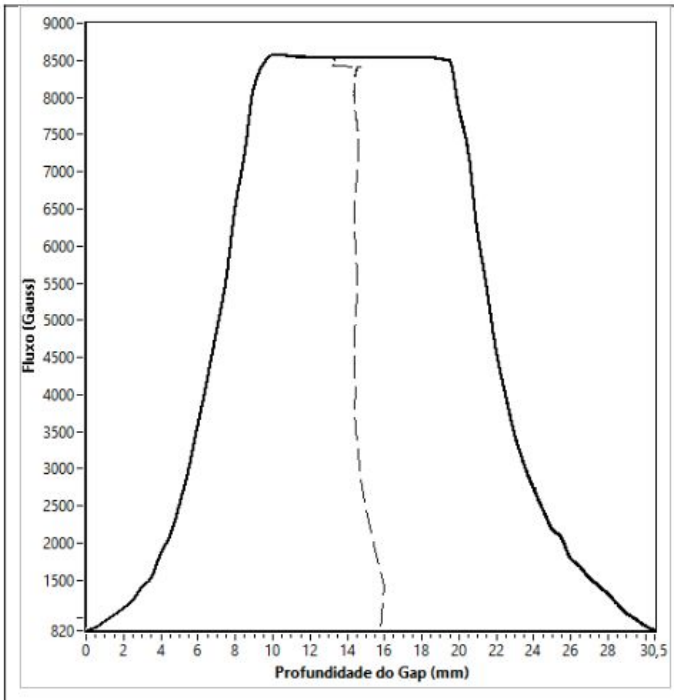


Fig 5.14. Gap - Contínuo: Campo Magnético, Traço: Região de Equilíbrio.

Basicamente, são dois os parâmetros responsáveis pela eficiência do alto-falante, Bl e Sd. A AM tem relação com o Bl. Quando a bobina se movimenta no gap, em grandes amplitudes, a parte superior e inferior do enrolamento saem da região de plateau do campo. Isso gera muitas consequências, mas para este trabalho o importante são duas delas:

- Queda do fator Bl e consequente perda de eficiência.
- Assimetria no deslocamento, podendo gerar uma componente DC.

6. Resultados Práticos.

O deslocamento de todo conjunto móvel deveria ser linear, mas não é. As não linearidades são muitas e interdependentes. Por exemplo, a *Fig 5.14* demonstra a deformação do plateau, linha de equilíbrio e campo dentro e fora do gap do conjunto magnético de um alto-falante. O movimento do conjunto móvel como um todo, será prejudicado por essas não linearidades magnéticas.

Repetindo o teste da *Fig 5.5* dentro de uma câmara anecóica, seguindo o procedimento presente na *Fig 4.5* em um falante real, *Fig 6.1*.

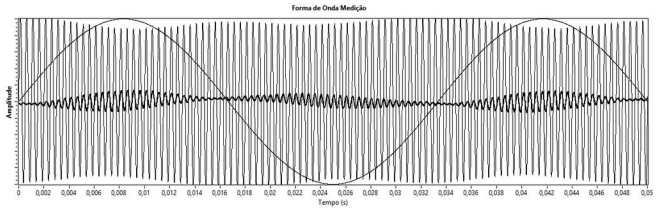


Fig 6.1. F_{aud} do Alto-Falante Real.

Alguns problemas são verificados:

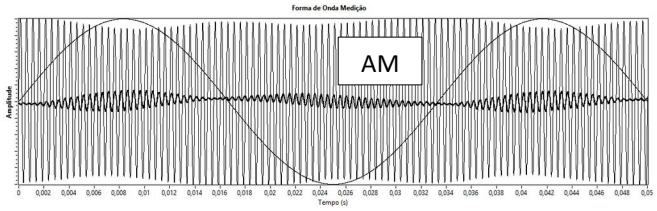


Fig 6.2. Distorção AM.

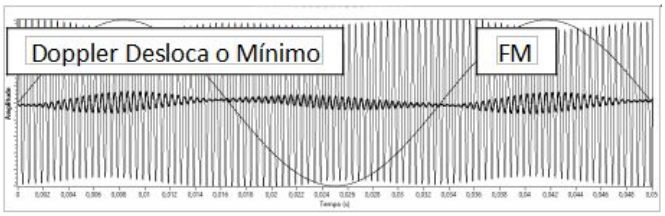


Fig 6.3. Distorção FM.

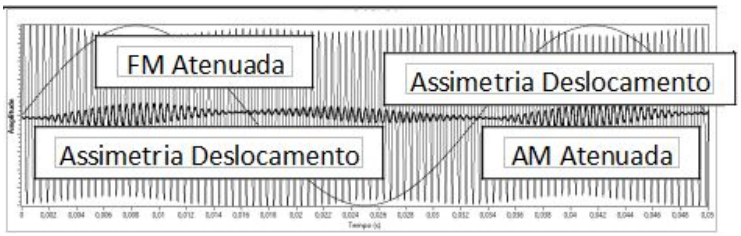


Fig 6.4. Assimetrias.

As frequências laterais (*Fig 6.5*) possuem a mesma distribuição das simulações. A maior amplitude das segundas frequências, superior e inferior, são causadas pelas não linearidades, AM e intermodulação.

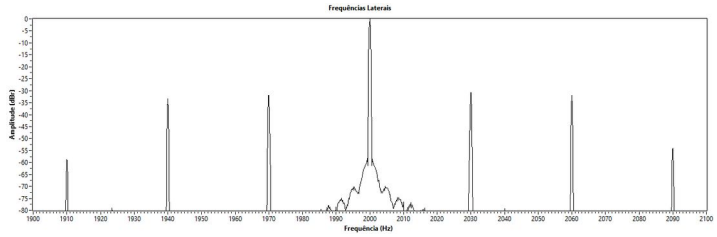


Fig 6.5. Frequências Laterais, Sinal Medido.

Repetindo a simulação da *Fig 5.8* com AM, resulta a mesma elevação das segundas frequências superiores e inferiores.

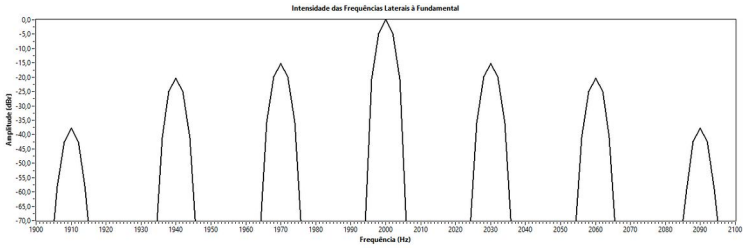


Fig 6.6. Simulação Frequências Laterais com AM.

7. Conclusão.

Distorção por modulação da fase é muitas vezes chamada de distorção por efeito Doppler. Essa é uma prática que, apesar de não estar errada totalmente, não reflete a realidade técnica do (d)efeito.

Outra prática errada é afirmar que o efeito Doppler só acontece nas altas frequências. Foi demonstrado que, apesar de apresentar níveis pequenos, ele sempre estará presente no processo de reprodução, basta o cone se mover.

As não linearidades são interdependentes. Os métodos de medição e simulação devem ser muito bem pensados, para atribuirem-se os fatos precisamente.

Transdutores full-range apresentarão níveis mais elevados de FM, se comparados a sistemas multivias.

As demais conclusões já foram citadas no decorrer do trabalho.

Agradecimentos à revisão ortográfica do texto:

Ruy Monteiro, Elizabeth Monteiro, Eduardo Castro, Murilo Alvarez, Vitorio Massoni, Josué Lovato.

Potência de Saída: Uma Guerra de Números e Siglas



João Yazbek*

Nenhuma discussão sobre amplificadores ficaria completa sem abordar a questão que mais chama a atenção dos consumidores e que, por isso mesmo, é a que mais controvérsia gera. Estamos falando da potência de saída dos amplificadores de áudio.

A potência de um amplificador de áudio indica o quanto de energia o produto é capaz de entregar aos alto-falantes. Como o assunto é muito importante, tanto para fabricantes como para consumidores, surgiram as mais variadas formas de se declarar essa potência, numa verdadeira guerra de números que procura chamar a atenção do consumidor para determinado produto.

Como em todo mercado, existem fabricantes sérios, que declaram a potência corretamente e fabricantes que fazem questão de serem incompletos e obscuros em suas especificações, assim como existem outros que declaram valores que estão especificados de forma correta, mas que, na prática, se revelam longe dos obtidos quando os produtos são medidos em laboratório.

A desinformação na especificação de potência existe porque, além de ser a mais observada pelos consumidores, no estágio de potência é onde se concentram grande parte dos custos de um amplificador. Dobrar a potência de um amplificador pode custar mais do que o dobro do custo inicial. Ou seja, os custos aumentam de forma significativa e o aumento pode ser desproporcional ao aumento de potência.

* Engenheiro Eletricista

Os amplificadores têm uma limitação de potência que deriva de vários fatores elétricos e mecânicos, como o espaço disponível e a área de dissipação de calor, e iremos abordar essa questão em outro artigo, em breve. Também sabemos que todos os amplificadores produzem calor durante sua operação, em maior ou menor grau, dependendo de sua classe de operação. Mesmo os eficientes amplificadores classe D, que podem gerar potências reais da ordem de alguns quilowatts (kW), dissipam uma quantidade considerável de calor nessa situação.

Para eliminar-se o calor gerado internamente, dissipadores de calor, normalmente feitos em alumínio, e que são caros, são necessários. Para se fornecer a energia necessária para a operação, transformadores e capacitores de considerável tamanho e cujos custos também são altos, precisam ser utilizados. Além disso, os semicondutores que se utilizam nos estágios de saída precisam ser adequados em capacidade e em quantidade, usualmente com unidades trabalhando em paralelo, o que também incrementa o custo.

Em outras palavras, isso significa que aumentar a potência custa bastante dinheiro. Logo, para se aumentar a potência real de determinado produto, a conta final de materiais sobe e se traduz em valores maiores, que necessitam ser repassados ao consumidor.

A grande vantagem de declarar uma potência fictícia é que não se gasta um centavo em materiais e leva-se o consumidor a achar que comprou um produto mais potente por um preço menor, ou seja, declarar potência maior com base em uma potência muitas vezes alcançada apenas durante poucos centésimos de segundo ou muitas vezes não existente é uma forma de concorrência desleal que prejudica quem trabalha de forma séria e também prejudica o consumidor, que acaba comprando gato por lebre. E para competir no mercado, os fabricantes são obrigados a se nivelar por baixo, entrando na dança das especificações de potência.

O INMETRO, através da portaria 268, tentou colocar ordem nesse mercado, proibindo certas formas de especificação de potência (mais sobre a portaria, adiante). Mas como existem outros detalhes na especificação de potência, como, por exemplo, medir a potência com um único canal operando e declará-la como a obtida com sete ou mais operando simultaneamente, a confusão ainda reina no mercado.

A fonte de alimentação é o fator limitante da potência máxima de um amplificador. Nessa situação, quando o teste é realizado em um único canal, ela trabalha com muita folga alimentando esse canal, e a potência obtida será muito maior do que no teste de todos os canais sendo utilizados simultaneamente, no qual ela é

exigida ao máximo, e suas limitações aparecem na forma de potências menores para operação simultânea de todos os canais.

Em resumo, a potência medida com um único canal em operação é bastante superior à potência obtida com todos operando simultaneamente, e os fabricantes têm divulgado com frequência esse tipo de medição. Uma variante desse método é permitida numa norma de origem norte-americana, mas a portaria do INMETRO se refere a uma norma que não permite isso.

Essa é a principal razão pela qual amplificadores de 3 ou 5 canais são utilizados em substituição aos canais frontais e traseiros dos receivers de home-theater. Há receivers no mercado que especificam 7 canais de 100 W eficazes (tensão RMS) e que na bancada, com os 7 canais operando, não fornecem mais que 40 ou 50 W por canal.

Os órgãos reguladores de diversos países têm tentado disciplinar esse mercado, inclusive no Brasil, através do INMETRO. Nos Estados Unidos, a iniciativa de regular o mercado através de uma norma compulsória é datada de meados dos anos 70, por uma norma do departamento de comércio americano, a Federal Trade Commission (FTC). No nosso caso, somente em 2009 tivemos uma iniciativa similar.

Agora abordaremos as diversas formas de declarar potência de um amplificador. As normas que estão em uso hoje em dia são poucas, mas falaremos também sobre algumas formas de medir potência que ainda são ouvidas no mercado. Dessa forma, o leitor, seja consumidor ou arquiteto, poderá tomar a decisão de comprar ou especificar com mais conhecimento.

Recentemente, o INMETRO editou uma portaria banindo todas as formas de potência que não sejam a média, baseada em tensão RMS, medida pela norma IEC60268-3, para qualquer produto de áudio, seja esse de uso doméstico, automotivo ou profissional, e citando que todas as outras formas de especificar potência, em especial a PMPO, são proibidas de serem divulgadas pelos fabricantes.

Mas afinal, o que vem a ser potência média (conhecida popularmente por RMS), PMPO e quais as outras formas de declarar potência que estão proibidas?

POTÊNCIA MÉDIA (RMS): É a forma correta de especificar a potência de um amplificador. A rigor, ela é na realidade uma potência média e não RMS. Mas como o uso desta nomenclatura é disseminado, vamos utilizar aqui também a nomenclatura RMS. Ela é definida como a potência que o amplificador pode fornecer continuamente (por um período de tempo que depende da norma utilizada), com uma taxa de distorção harmônica total especificada, sobre uma carga resistiva que substitui a caixa acústica.

Nos produtos destinados a ambientes residenciais, usa-se geralmente 8Ω e 4Ω de carga, em produtos para uso automotivo usa-se 4Ω, 2Ω e 1Ω e em áudio profissional usa-se 8Ω, 4Ω e 2Ω. A norma eleita pelo INMETRO para medir essa potência é a IEC 60268-3, que possui sua versão nacional, a ABNT NBR IEC 60268-3, à época deste artigo em sua revisão de maio de 2011.

Aqui cabe um comentário: declarar a potência sem nenhuma informação adicional não tem significado algum e pode encobrir dados incorretos. Declarações do tipo: 7 x 100 W RMS em 4 ohms não contam toda a história e uma especificação incompleta como essa pode encobrir os seguintes fatos:

1 – A potência foi medida com um canal funcionando e estendida para os outros seis. A potência efetiva com mais de um canal funcionando pode ser bem menor, tendo o autor observado valores entre 30% a 50% do valor declarado para receivers de Home Theater com os sete canais operando no valor especificado.

2 – Não se está especificando qual a distorção harmônica na potência declarada. Alguns fabricantes usam 1%, outros, 10% e outros ainda declaram potência máxima, onde a distorção pode chegar a valores elevadíssimos como por exemplo, 50% ou 100% de distorção;

3 – Não se está declarando a norma que foi utilizada para se obter essa potência. Ao não declarar a norma utilizada, o fabricante pode criar valores fantasiosos para a potência declarada.

Existem hoje em dia duas normas utilizadas para a medição de potência RMS: a IEC 60268 (europeia) e a CEA 490-A (americana). Alguns fabricantes até recentemente utilizavam a norma EIA RS-490, antecessora da norma CEA e atualmente obsoleta.

Muitos receivers de Home-Theater são especificados por meio da norma CEA 490-A, que permite a medição de amplificadores multicanal com excitação não simultânea e plena, o que gera números maiores do que a realidade. Isso levou à descoberta, por parte dos usuários, que amplificadores dedicados com 3 canais, construídos de forma mais robusta, e utilizados para excitar os canais frontais, são uma solução de melhor qualidade do que utilizar os canais frontais do receiver do home-theater.

Lembro que no mercado brasileiro os fabricantes não eram obrigados a seguir norma alguma até 2006 (quando o INMETRO editou a portaria número 054, para produtos de uso doméstico) e de acordo com a portaria número 054 de 2009, agora todos os fabricantes de produtos áudio são obrigados a declarar a potência de acordo com a norma IEC60268. É um avanço e tanto para o consumidor brasileiro!

POTÊNCIA PMPO: A potência PMPO, do original em inglês “Peak Music Power Output”, possui algumas traduções bastante peculiares, tal a má fama que adquiriu no mercado brasileiro. Quando surgiu, era originalmente definida como o valor máximo de pico que um amplificador consegue entregar. Na realidade, o autor pôde verificar, na década de 90, um procedimento de cálculo da potência PMPO que dava, dependendo do produto, entre 2 a 4 vezes o valor real. Em seguida à introdução do PMPO, as empresas iniciaram uma corrida de números sem fundamento para simplesmente apresentar um número maior que seu concorrente direto. A potência PMPO chegou a atingir valores elevadíssimos, por conta desta corrida.

Nas palavras do próprio INMETRO: “*Os valores declarados para potência PMPO se elevam a até 50 vezes o valor RMS. Como não existe procedimento técnico normalizado, cada fabricante desenvolve seu próprio método para medir a potência de seus equipamentos e a relação RMS/PMPO varia de fabricante a fabricante, impossibilitando assim que o consumidor faça uma comparação entre aparelhos de marcas diversas. Os resultados encontrados ao compararmos a Potência RMS X PMPO demonstra que há um abuso no uso desse parâmetro para caracterizar um equipamento de som. O consumidor ao adquirir um equipamento de som com 1000 Watts PMPO dificilmente saberá que a potência real do seu aparelho pode ser, por exemplo, de 18 Watts*.”

Hoje, além de ser uma potência desacreditada, ela está proibida pelas portarias daquele Instituto.

POTÊNCIA MUSICAL: A natureza do sinal musical pressupõe transitórios musicais que são muito maiores que a média de intensidade da música, e que geralmente ocorrem nas frequências baixas. Muitas vezes, esses picos podem atingir ordens de magnitude várias vezes superiores ao valor médio do sinal e ocorrem por alguns milisegundos.

Como já abordamos anteriormente, os amplificadores de potência possuem, na fonte de alimentação, capacitores que armazenam energia e podem sustentar a demanda desses picos musicais, fornecendo essa energia armazenada por períodos de tempo relativamente curtos. Dessa capacidade decorre que eles podem fornecer potências maiores que as médias (RMS) por períodos de tempo curtos. Este é o conceito básico de potência musical, que dependendo da construção da fonte do amplificador, pode ser de 30% a 100% da potência real. Essa forma de declarar potência está em desuso e está também proibida pelo INMETRO.

POTÊNCIA IHF: O Institute of High Fidelity (IHF), americano, mantinha na década de 1970, um método de medição de potência, que levava em conta o regime musical de picos de curta duração descrito no item anterior. Seus valores costumavam ser em média 40% maiores que os valores médios (RMS). O método tem importância histórica e pode ser encontrado em especificações de produtos com alguma idade.

Após essas discussões sobre potência e realimentação negativa, no próximo artigo iremos finalmente verificar quais são as especificações básicas de um bom amplificador, bem como falaremos de suas classes de amplificação. Até lá.



ANÁLISE DO AMPLIFICADOR GRADIENTE A1

Marcelo Yared*

Neste mês iremos mostrar os resultados da análise técnica do amplificador modelo A1 da Gradiente.

Trata-se do modelo mais potente fabricado em série pela empresa, na época, e consagrou-se por suas características técnicas e por seu design, muito diferente do que havia disponível no mercado.

De fato, o amplificador é muito bonito. O sistema originalmente lançado, do qual o amplificador era um componente, chamava-se System One e inicialmente era composto por quatro elementos: o amplificador A1, o pre-amplificador P1, o tape deck CD1 e o toca-discos DD1.

Acompanhando o conjunto havia os sonofletores Reference One, posteriormente substituídas por modelos mais sofisticados, as Concert One, de uma linha inteiramente nova de caixas acústicas.

*Engenheiro Eletricista

As especificações técnicas eram diferenciadas, para a época, e ele foi considerado, no lançamento, o amplificador mais potente e sofisticado produzido industrialmente no Brasil. Elas eram as seguintes, conforme o seu (excelente) manual do proprietário:

Especificações Técnicas

Alimentação, 50/60 Hz	110V a 120V (117V) 120V a 130V (127V) 220V a 240V (220V) 240V a 260V (240V)
Consumo	sem sinal — 60 VA com máx. sinal 8 ohms — 600 VA com máx. sinal 4 ohms — 1100 VA
Dimensões	480 mm (L) x 178 mm (A) x 360 mm (P)
Peso	28,5 Kg (líquido), 32 Kg (bruto)
Semicondutores	transístores - 41 circuitos integrados — 11 diodos — 76 LEDs — 27
Acessórios	fusíveis de reserva, cabos de áudio

Seção Amplificadora

(Potências de saída medidas com rêde de 120 VAC, 60Hz)

Potência contínua RMS, 8 ohms	mínimo de 200 watts RMS por canal, entre 20 Hz e 20 kHz, a não mais de 0.03% DHT
Potência contínua RMS, 4 ohms	mínimo de 350 watts RMS por canal, entre 20 Hz e 20 kHz, a não mais de 0.05% DHT
Potência a 1 kHz, com DHT menor que 0.05%	920 watts IHF em 4 ohms 720 watts RMS em 4 ohms 480 watts IHF em 8 ohms 420 watts RMS em 8 ohms
Potência para ligação em ponte	900 watts IHF em 8 ohms, DHT menor de 0.05% 700 watts RMS em 8 ohms, DHT menor de 0.05%
Fator de amortecimento	maior que 200 a 1 kHz, a 8 ohms
Resposta de freqüência, a 1 watt	DC a 130 kHz - 3 dB
Faixa de resposta a potência máxima	DC a 80 kHz - 1 dB, DHT $\leqslant$ 0.05% DC a 130 kHz - 3 dB, DHT $\leqslant$ 0.05%
Distorção harmônica total	menor que 0.03% de 0,25 W a 200 W por canal em 8 ohms e freqüências de 20 Hz a 20 kHz
Distorção por intermodulação	menor que 0.02% a qualquer nível de potência (60 Hz e 7 kHz, 4:1) carga 8 ohms
Relação sinal/ruído	melhor que 100 dB
Sub-sonic filter	— 1 dB a 18 Hz, — 15 dB a 10 Hz
Resposta a transientes	tempo de subida: 1,3 μs
Slew-rate	80V /μs
Separação entre canais	90 dB a 1kHz, 70 dB a 20kHz
Sensibilidade	1,5 V para 200 w/8 ohms
Impedância de entrada	10 K ohms
Retardo de ligação	12 segundos $\pm$ 20%

A Gradiente atribui grande importância as especificações publicadas e por isso se abstem de mencionar medidas para as quais não existem procedimentos definidos, já que na ausência de normas é impossível comparar medições. Estes dados são sujeitos a alteração no interesse do aperfeiçoamento dos produtos.

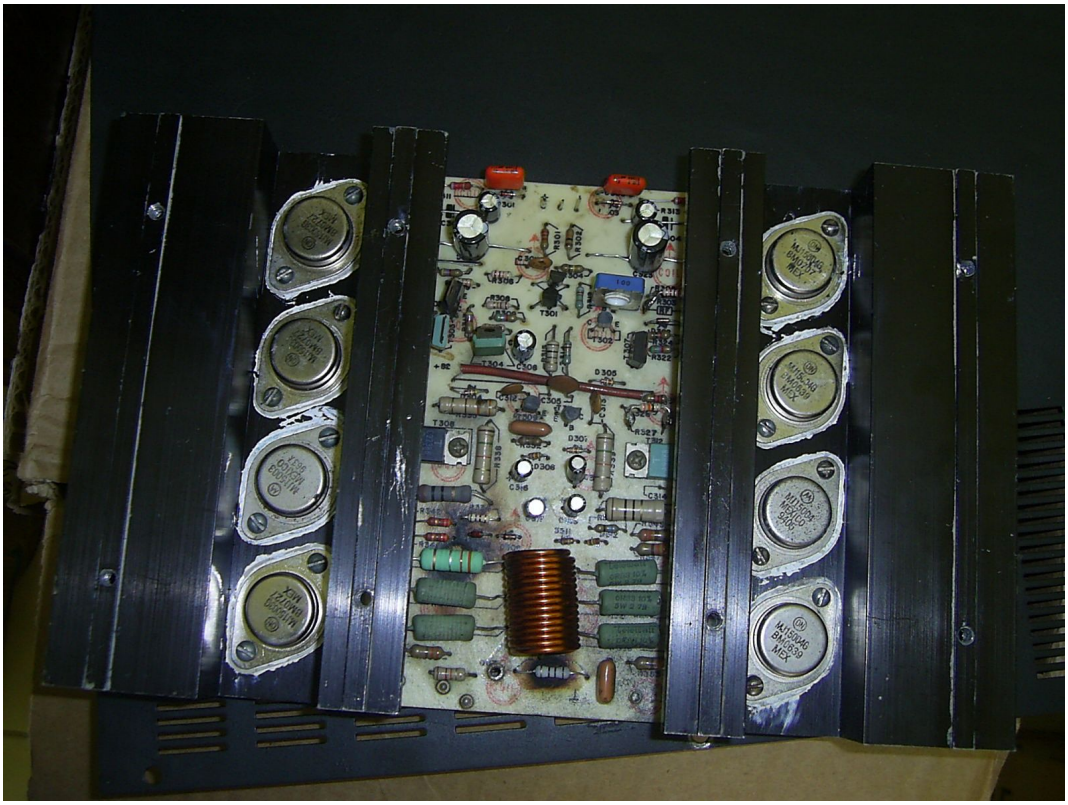
Veremos se o equipamento realmente atende o especificado, nas linhas abaixo.

O exemplar que foi analisado, na verdade, foi reconstruído inteiramente em 2011, e mantidas suas características técnicas originais, a partir de uma unidade extremamente danificada. Sua restauração começou com uma brincadeira, em uma lista de discussões, faz algum tempo, do nosso articulista Alfredo Manhães que, ao ver o anúncio do A1 no Mercado Livre, na situação em que estava, mostrou o link e o apelidou de “A1 do Dr. Phibes”. Todos os equipamentos que víamos, e estavam em mau estado de conservação, dizíamos haver passado pela mão da famosa personagem.

Realmente o seu estado era lastimável, mas, por isso, também estava muito barato. Então o adquiri para fazer uma completa recuperação, desde as chaves, painéis, conectores, transformadores etc.

A situação era tão ruim que não me animei sequer a tirar fotos, mas as poucas que fiz de seu interior podem dar uma ideia do estado geral da “coisa”:





Faltavam placas e chaves e sequer me atrevi a ligá-lo. O que fiz inicialmente foi providenciar uma completa desmontagem de todas as suas partes.

Por incrível que pareça, as placas dos estágios de potência estavam inteiras e os transistores de potência existentes foram substituídos por unidades de boa qualidade e, dos 16 que lá estavam, apenas dois eram falsos.

Como esses transistores não são os mais adequados para o A1, os substituí por unidades com especificações técnicas bem mais próximas das originais. Tais transistores foram descontinuidados pela Toshiba faz muito tempo e o que existe no mercado desde há muito, é, com certeza, falso.

Inicialmente o chassis do aparelho foi lixado e pintado e seus painéis frontal e traseiro foram mandados para refazimento por um especialista.

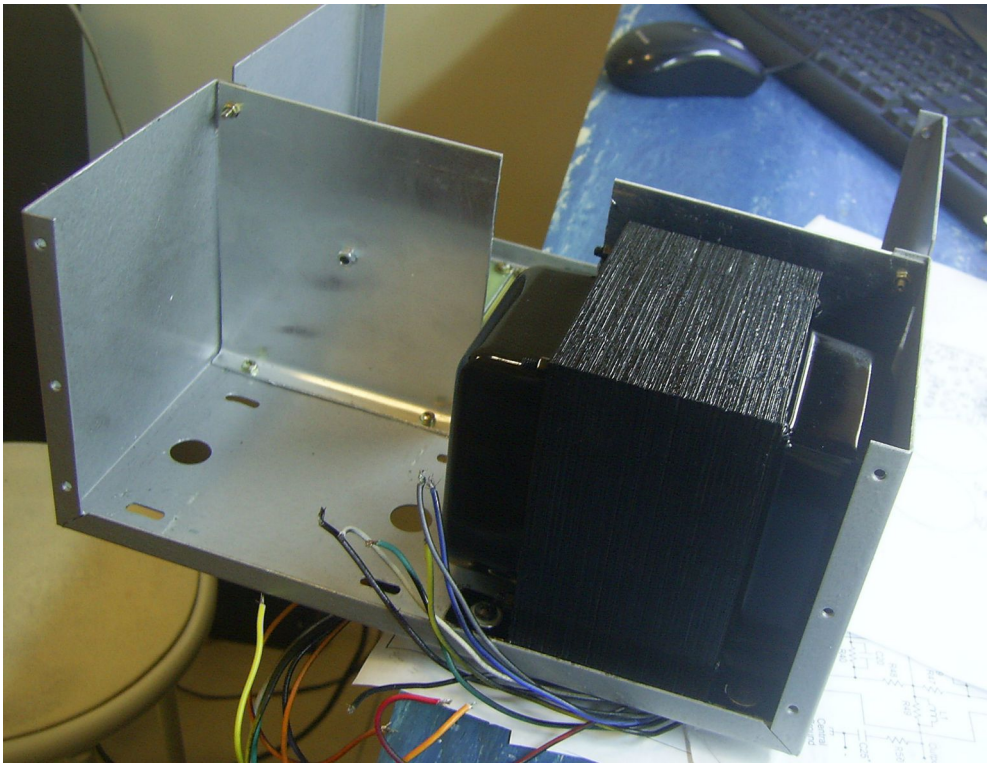
Quanto a isso, aparentemente houve problema na tinta que foi usada em algumas unidades da linha One da Gradiente, que, com o tempo, perdeu pigmentação, dando aos painéis dos equipamentos um aspecto meio esverdeado. Muitos acham que foi uma série com pintura verde, mas não foi o caso.



A1 “Hulk” – Inagem retirada de anúncio do Mercado Livre.

Os painéis internos também foram lixados e pintados. A montagem do aparelho é bem interessante e facilitou sua recuperação por partes, por ser modularizada.

Isso foi importante porque o equipamento, quando montado, pesa quase 30kg! É um monstrinho de aço, de ferro e de alumínio.

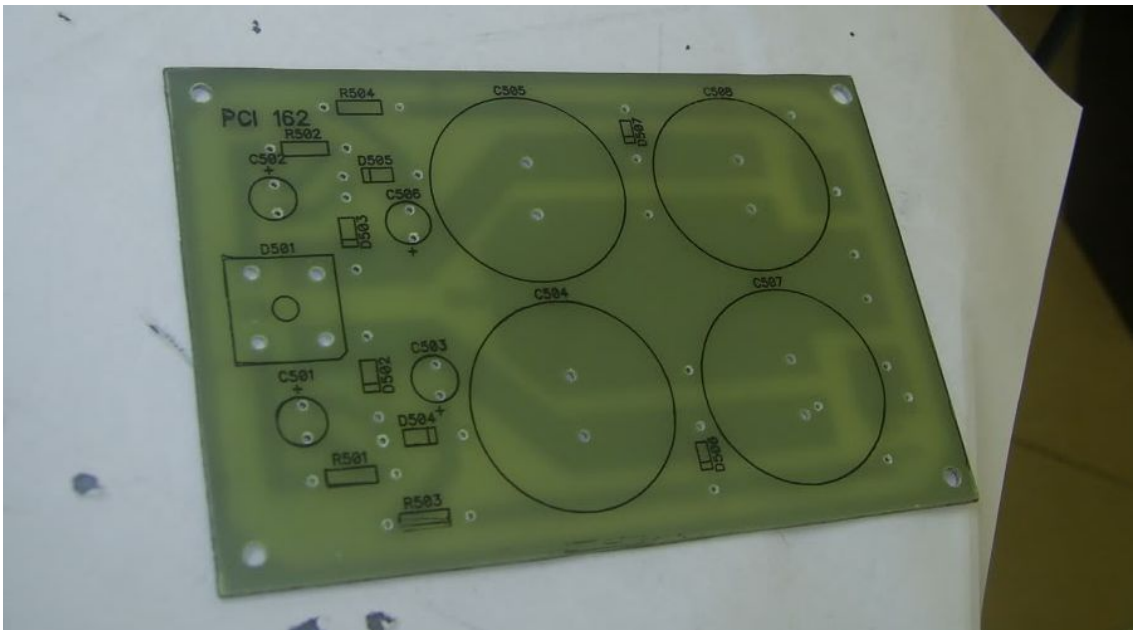


Os transformadores de força foram desmontados, reenrolados e pintados.



A etapa mais complexa do projeto foi a de recuperação das placas impressas. Todas as que restavam estavam com algum problema e o amplificador, muito castigado e maltratado durante anos, não tinha mais a do circuito de proteção contra sobrecarga e de temporização dos falantes.

Como eu iria refazer as placas das fontes, resolvi refazer também as dos módulos de potência e comprei uma montada pronta, no Mercado Livre, para o circuito de proteção. Boa qualidade e confeccionada em fibra de vidro, material que utilizei nas demais placas do aparelho, aliás.

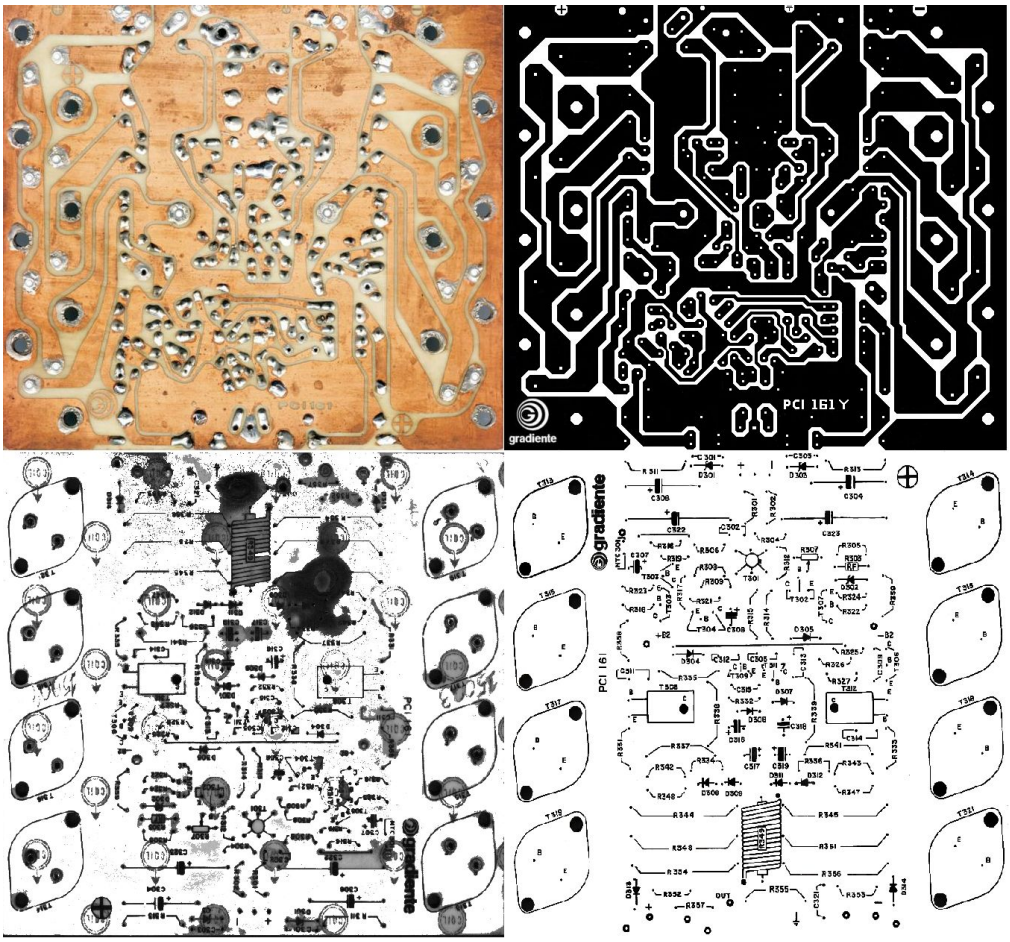


Particularmente quanto às dos módulos de potência, digitalizei as originais e, utilizando um software gráfico, fiz uma arte final das duas faces trabalhando pixel a pixel a imagem.

Foi um trabalho de muita paciência, mas que me permitiu reproduzir fielmente as suas dimensões e o posicionamento dos componentes. No caso dois transistores de potência, a disposição física tem que ser respeitada, para seu correto encaixe no dissipador de calor.

Após a geração do desenho, ele foi exportado para um software de CAD para a geração dos arquivos gerber e de furação.

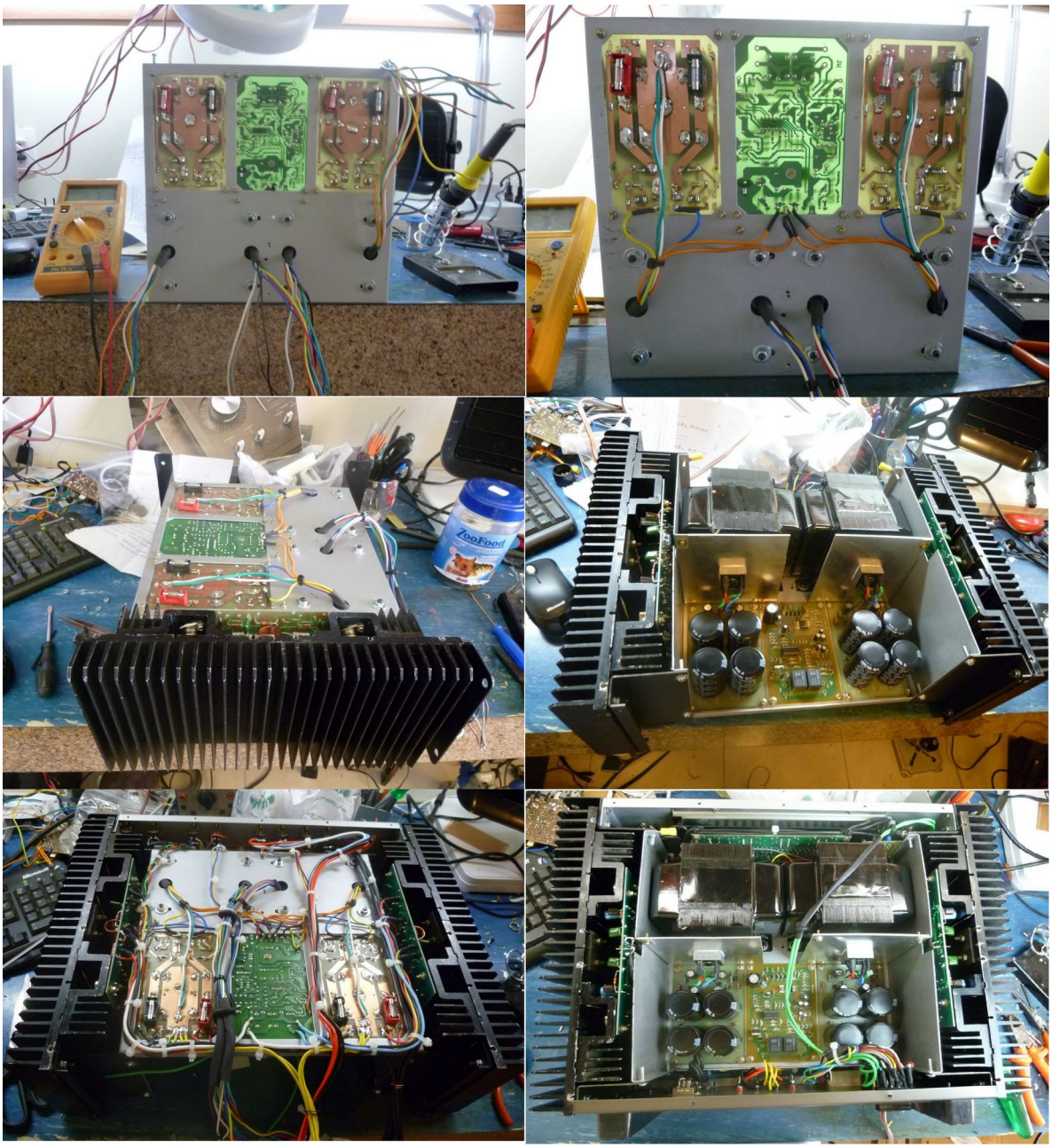
Essas placas foram confeccionadas em empresa especializada, com excelente resultado final.

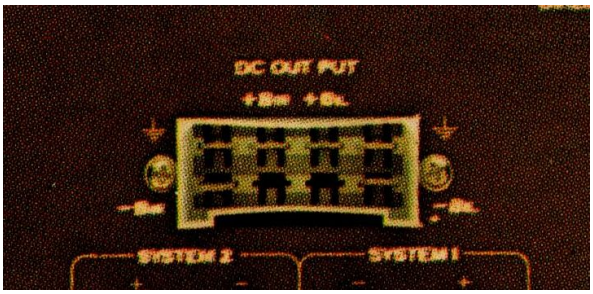


Como Murphy não poderia deixar de se manifestar, um ou dois pequenos erros na serigrafia foram cometidos, mas nada que impedisse a montagem final bem sucedida dos módulos.



Passamos então à etapa mais cansativa, que é a montagem final do aparelho, com a integração dos seus módulos e colocação da fiação. A manipulação do equipamento com os transformadores posicionados requer um bom esforço físico, mas é gratificante ver a transformação de um equipamento enferrujado, amassado e com peças faltantes voltar a funcionar em sua plenitude, como há quarenta anos atrás.





Em relação a esse processo, procuramos manter as características originais do aparelho, seguindo seu diagrama esquemático. Somente aumentamos a capacitância das fontes e colocamos pontes retificadoras de maior capacidade. O aumento da capacitância estava previsto no projeto, pois a Gradiente colocou um conector para adição de bancos de capacitores externos. Nunca vi tais bancos e me parece que a empresa não os disponibilizou ao mercado.

O resultado final, após os ajustes de corrente de repouso e verificações de praxe, pode ser visto abaixo.

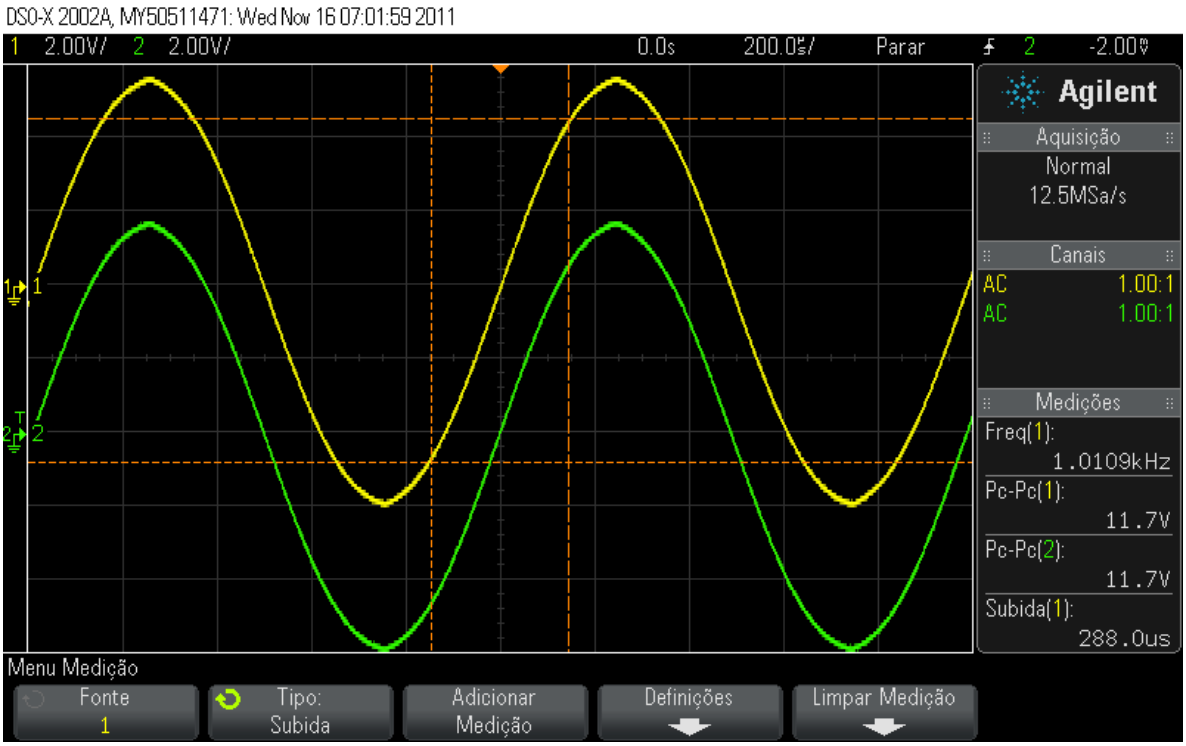


ANÁLISE NA BANCADA

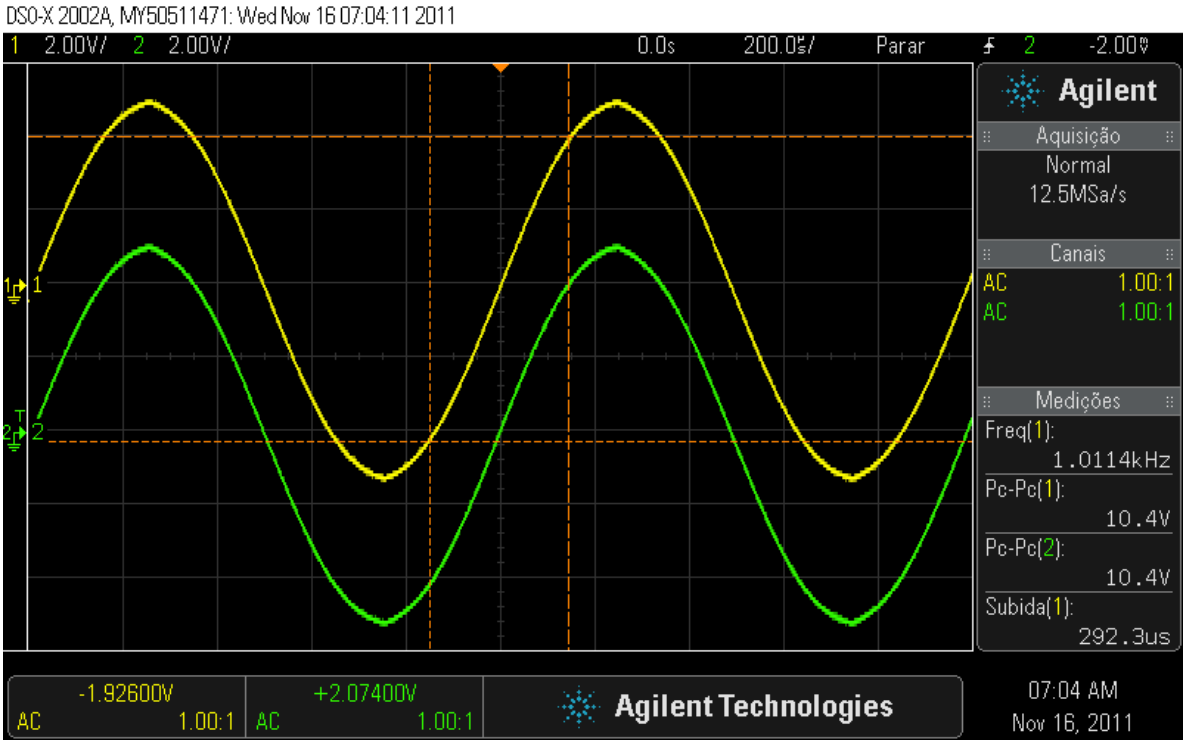
O equipamento foi pré-condicionado a ⅓ de sua potência máxima nominal em 8 ohms, a 1kHz, antes de efetuadas as medições, durante 2 horas. Essa é uma condição bastante severa de aquecimento dos transistores de saída em estágios em classe B, e o teste serviu para estressar a montagem como um todo, pois o amplificador foi remontado praticamente do zero. Os dissipadores se aqueceram e alcancaram 65 graus em regime permanente. É uma temperatura alta, mas dentro do que se esperava e essa condição dificilmente se repetirá na vida real do equipamento. Tudo correu bem e o comportamento foi normal. Foram os seguintes os resultados, a 1kHz, com ambos os canais em carga:

POTENCIA CONTÍNUA (RMS)

Em 8Ω, 215 watts.



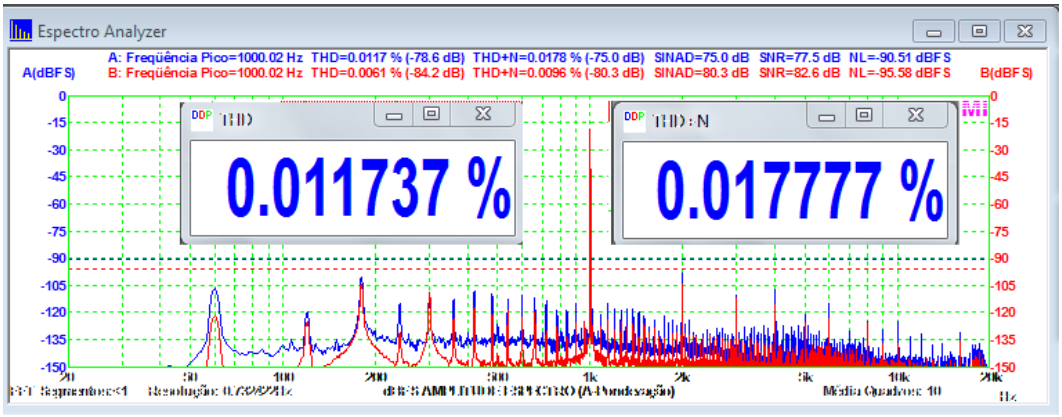
Em 4Ω, 340 watts.



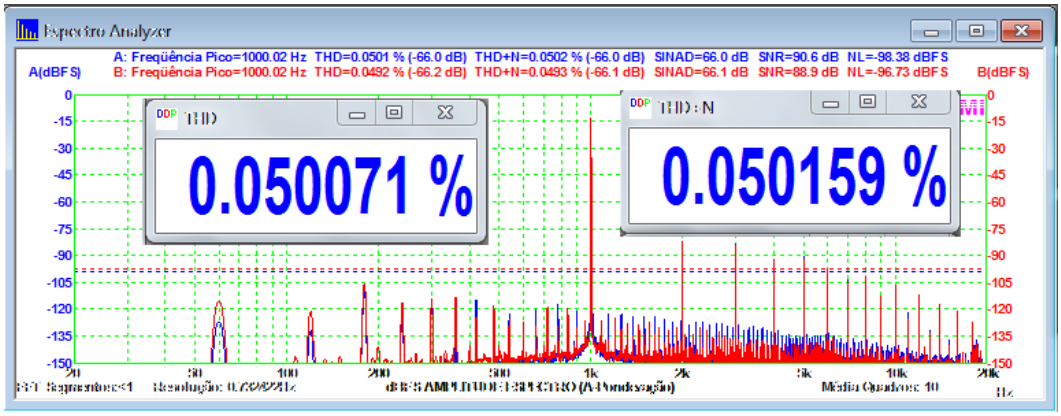
Na verdade, um pouco antes do aparecimento de uma pequena oscilação na senóide, sinal do início da atuação da proteção, eu tirei a foto acima. Com a pequena oscilação a potência passa dos 370W em 4Ω. Correspodem ao divulgado pelo fabricante.Tive que ventilar as cargas - elas alcançaram 90 graus Celsius.

DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL

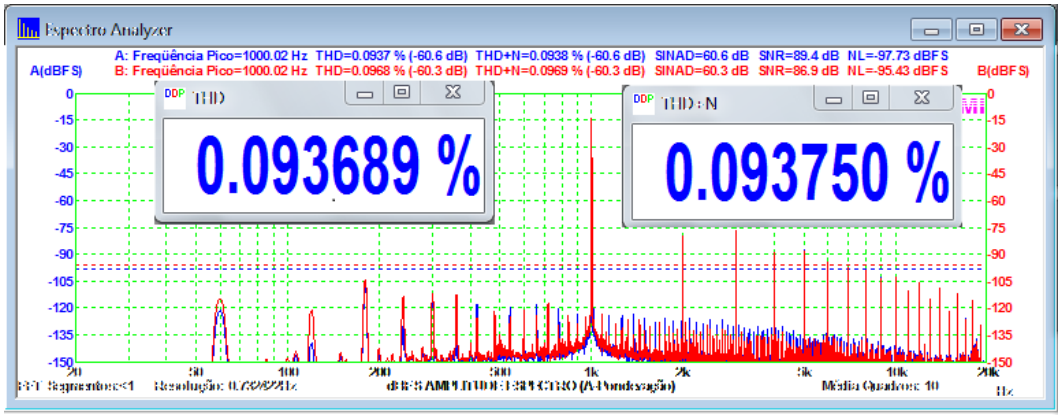
A 1W, em 8Ω



A 100W, em 8Ω



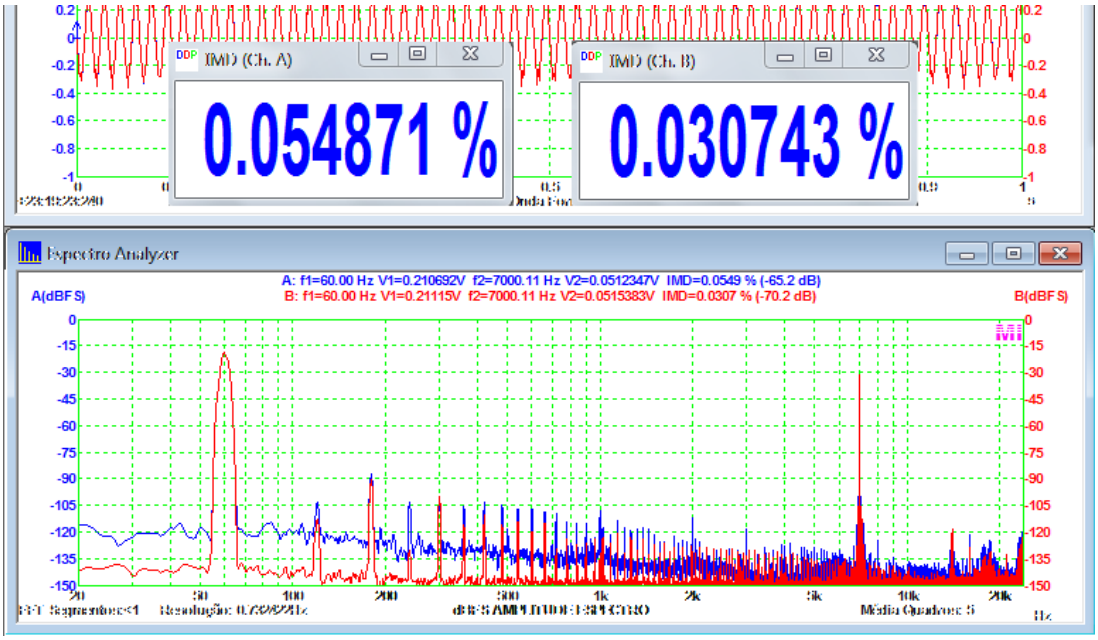
À potencia máxima em 8Ω



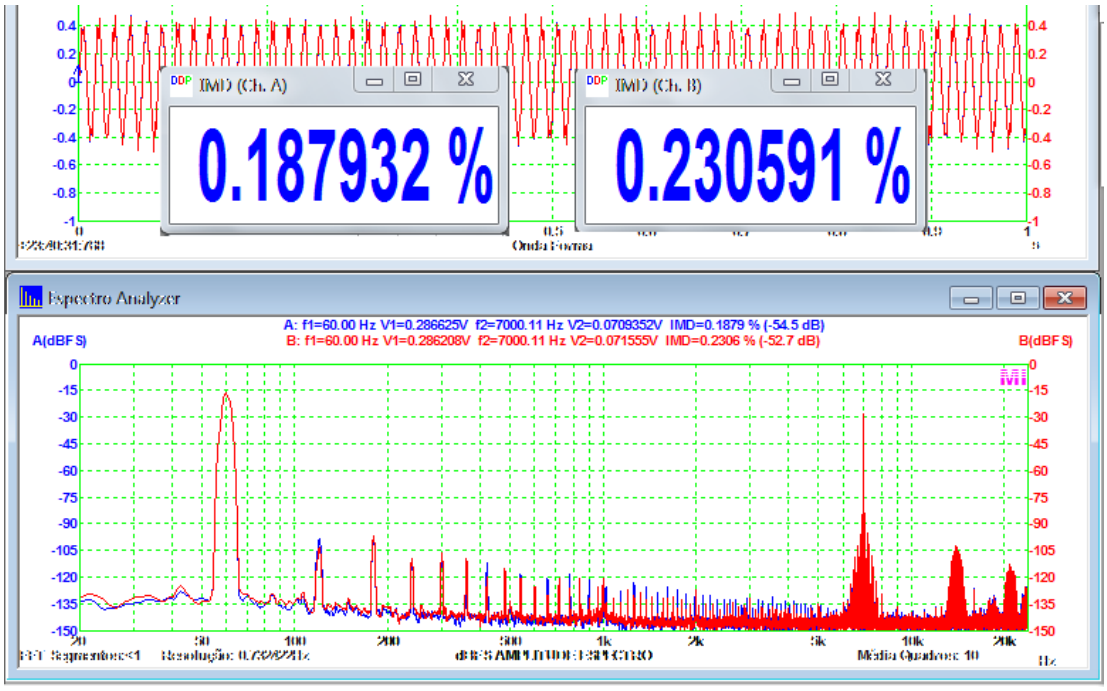
Os valores de DHT são muito bons, um pouco maiores que o especificado (0,03%) em potências elevadas, e a relação sinal-ruído é muito boa de (70dB a 90 dB), apesar de estar abaixo do especificado (100dB).

DISTORÇÃO POR INTERMODULAÇÃO (SMPTE)

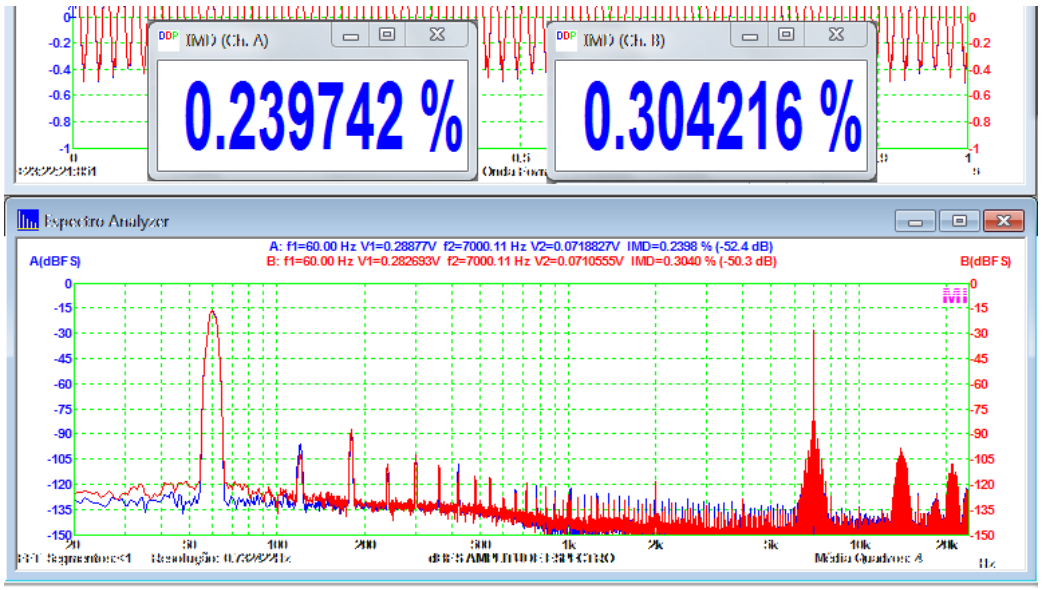
A 1W, em 8Ω



A 100W, em 8Ω

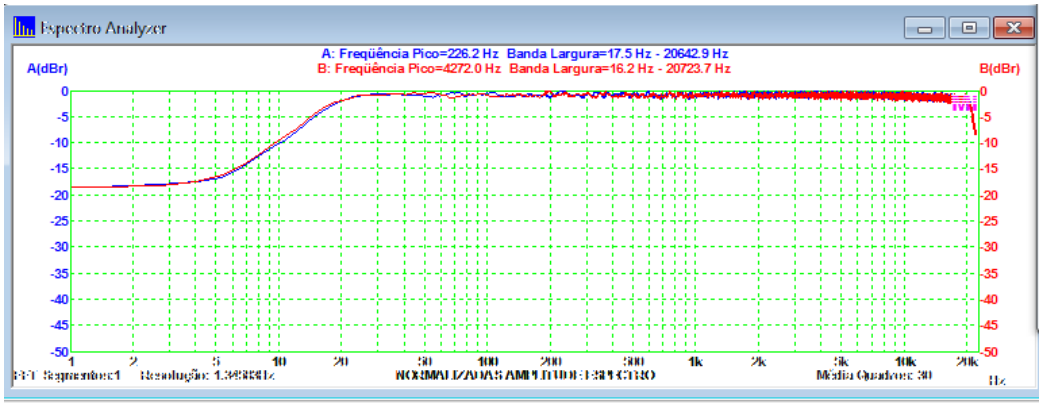


À potencia máxima em 8Ω

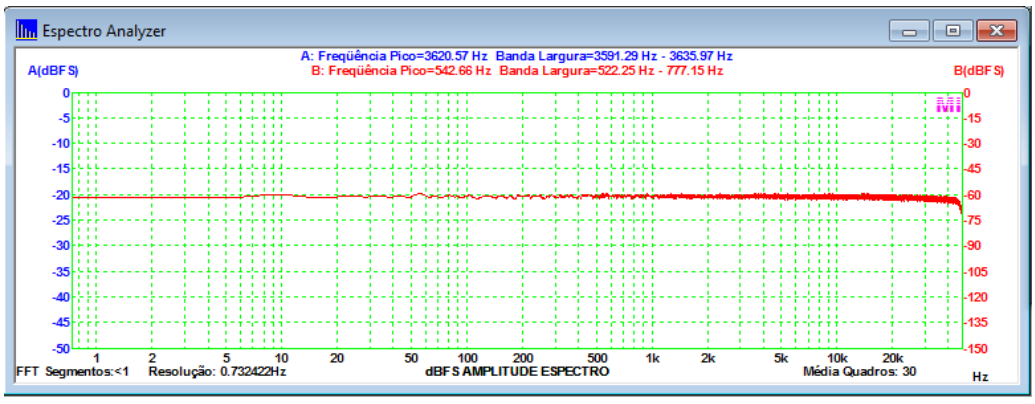


Os valores até 100W são bem próximos ao anunciado (0,02%), acima disso sobem mas ainda são valores bons.

Resposta em frequência a 1W – Subsônico ativado



Resposta em frequência a 1W – Subsônico desativado

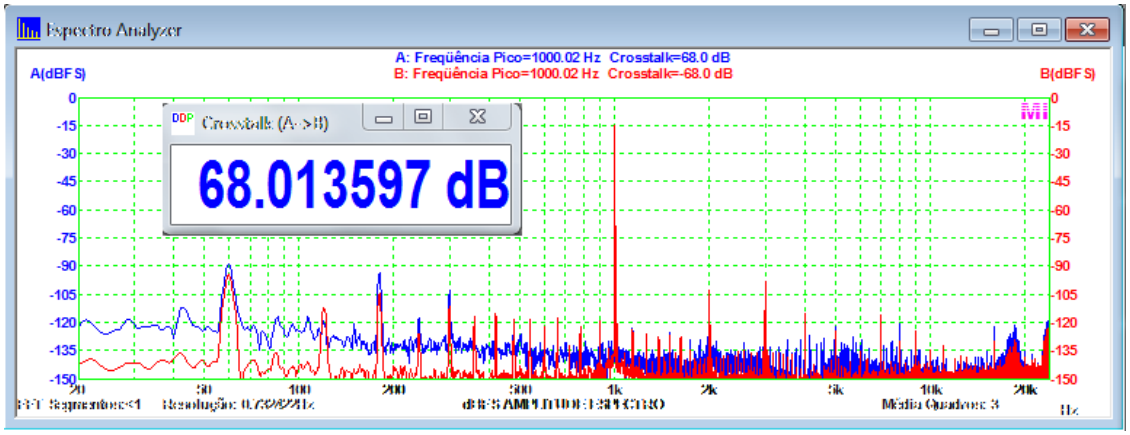


Com o filtro subsônico ativado corresponde ao especificado no manual, com atenuação adequada. Isso é importante no caso deste amplificador, que pode responder a corrente contínua.

A resposta em frequência sem o filtro ativado é uma linha reta de 0Hz a em torno de 50kHz, em nossa medição. Esses eram os limites de nosso analisador na época. O manual fala em 130kHz de limite superior. Isso é factível.

O **fator de amortecimento** foi medido a 1Vrms e 10Vrms, em 8Ω e 1kHz, e alcançamos valores superiores a 290 nos dois casos. Corresponde (e supera) à especificação do manual (maior ou igual a 200, em 8Ω). valores excelentes e mais que suficientes para o correto controle da carga excitada pelo A1.

A **separação entre canais** alcançou o valor (bom) de 68dB a 10W/8Ω/1kHz. Pelo manual 90dB sem especificações adicionais.

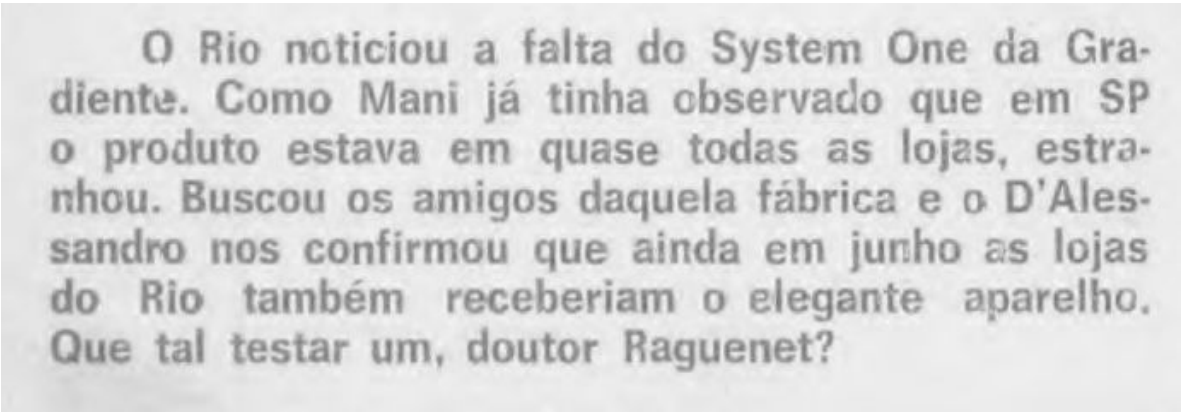


Medimos também o **“slew-rate”** à máxima tensão de saída e encontramos o valor de aproximadamente 50V/µS, menor que o especificado (80V/µs), mas ainda assim muito bom.

Para finalizar, podemos dizer que este amplificador, quando lançado, foi um marco importante para a indústria nacional. Em relação aos demais modelos industrializados no Brasil, em série, não havia o que comparar em relação à potencia disponível e seus recursos. Entre os quais, podemos citar a comutação indepentente para quatro caixas acústicas e o comutador de nível de acionamento da proteção para os sistemas de falantes, a ⅓ da potência nominal ou a 100%, além, é claro, da elevada potência disponível para cargas de 4Ω.

Após plenamente recuperado, o exemplar analisado encontra-se em funcionamento e reproduz com fidelidade as diversas fontes de sinal oferecidas pelo System One. Não faz feio em relação a muitos importados da época.

Aliás, apesar de muito caro, o System One foi muito procurado em seu lançamento e havia reclamações sobre sua disponibilidade em algumas praças. Vejam esta nota na coluna Som, de junho de 1979, em Antenna, onde o articulista reclama da falta dos equipamentos no Rio de Janeiro.



O Rio noticiou a falta do System One da Gradiente. Como Mani já tinha observado que em SP o produto estava em quase todas as lojas, estranhou. Buscou os amigos daquela fábrica e o D'Alessandro nos confirmou que ainda em junho as lojas do Rio também receberiam o elegante aparelho. Que tal testar um, doutor Raguenet?

Infelizmente, à época, o Eng. Raguenet e o GAPJr. não puderam testar esses equipamentos.

Nós o faremos agora.

Abraço a todos e até a próxima análise.

Fundamentos de Eletrônica – Parte I

Introdução

A eletricidade é um ramo da Física que investiga os fenômenos associados à presença e movimentação de cargas elétricas. A palavra tem origem no termo francês *électricité*, que deriva do grego *ἤλεκτρον*, significando eléctron ou âmbar, que foi a substância onde os efeitos da presença de cargas elétricas foram observados pela primeira vez.

A eletrônica pode ser entendida como um ramo da eletricidade que se caracteriza pela capacidade de manipular o comportamento dos elétrons, agindo sobre grandezas como tensão, corrente, resistência etc. Os conhecimentos em eletrônica permitem que projetos de circuitos eletrônicos simples ou complexos (figura 1) sejam construídos para atender às inúmeras necessidades dos seres humanos.

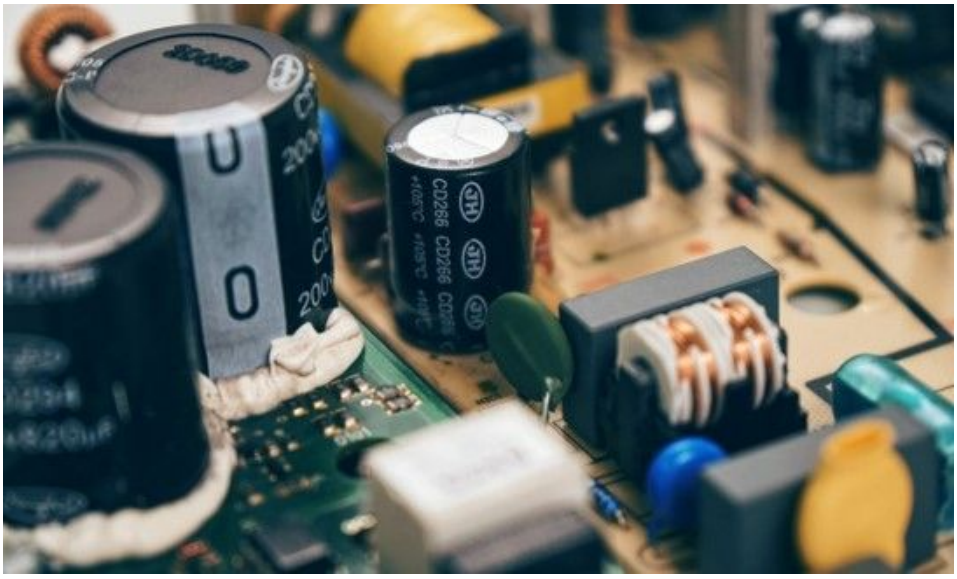


Figura 1 – Um circuito eletrônico genérico com seus diversos componentes[1]

Nesta série de artigos trataremos de alguns conceitos fundamentais para o correto entendimento da eletrônica e do funcionamento de um circuito eletrônico, de forma a compreender suas diversas aplicações.

O Átomo

A Física moderna considera que o Universo conhecido pode se manifestar sob dois aspectos: matéria ou energia. E embora possam parecer bem diferentes, eles exprimem uma mesma realidade.

[1] Fonte: imagem de Tide He burleson matthew – Pixabay (2020)

*Engenheiro de Computação

A Ciência define matéria como tudo aquilo que tem massa e ocupa espaço. Dentre as diversas propriedades da matéria há uma que se destaca, que é a capacidade dela se apresentar sob diversos estados físicos, ou seja, na forma sólida, líquida ou gasosa, como pode ser observado no ciclo hidrológico (figura 2), que representa as transformações da água em nosso planeta.



Figura 1 – Ciclo Hidrológico[2]

Os filósofos Demócrito e Leucipo, que viveram na antiga Grécia por volta de 500 e 450 aC, respectivamente, propuseram a existência de um formador elementar para a matéria, o qual chamaram de átomo (algo indivisível). Séculos mais tarde essa ideia voltou à discussão de forma aprofundada, mais precisamente em 1808, quando o químico e físico britânico John Dalton apresentou um modelo atômico que ele denominou “bola de bilhar”.

A partir de então inúmeras propostas de modelos atômicos surgiram, sugeridas por pesquisadores como J. J. Thomson, Ernest Rutherford, Niels Bohr, Erwin Schrodinger, Louis de Broglie, Werner Heisenberg, dentre outros. Estes três últimos definiram o modelo atômico adotado pela comunidade científica atual, onde o átomo é composto basicamente por seu núcleo com prótons e nêutrons, e a eletrosfera, onde se movimentam os elétrons. A figura 3 mostra um átomo do elemento químico Carbono, que possui 6 prótons e 6 nêutrons.

[**2]** Fonte: John M. Evans/USGS-USA Gov - http://ga.water.usgs.gov/edu/watercycle.html

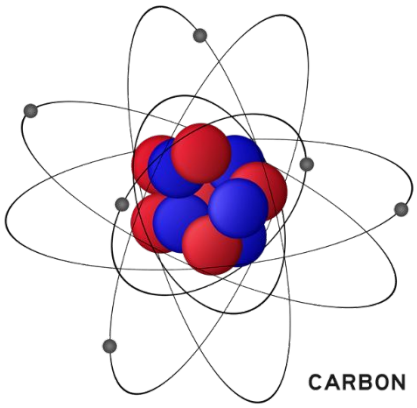


Figura 3 – Átomo do elemento químico Carbono[3]

Os diversos elementos químicos que são encontrados na natureza e mesmo alguns produzidos em laboratório estão organizados de acordo com suas propriedades na Tabela Periódica dos Elementos (figura 4), em ordem crescente correspondente ao número atômico, que é o número de prótons de cada elemento.

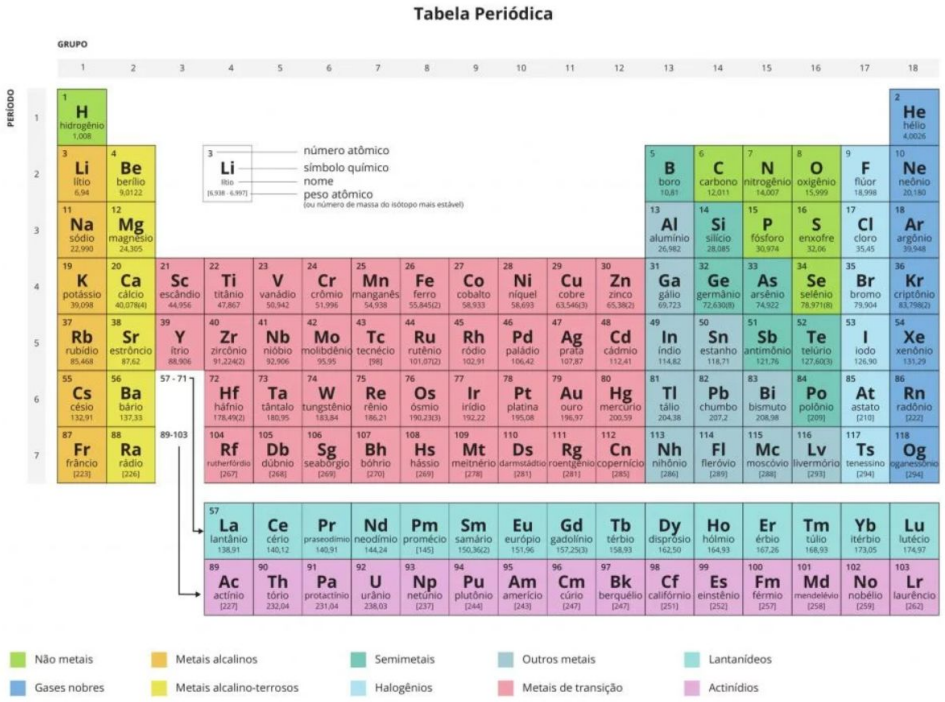


Figura 4 – Tabela Periódica dos Elementos[4].

[3] Fonte: Imagem de burlesonmatthew – Pixabay (2020)

[4] Fonte: Portal de Química - Wikipedia (2019)

A primeira versão desta tabela é datada de 1869, quando foi publicada pelo químico russo Dmitri Mendeleev. Naquela época havia apenas 63 elementos químicos conhecidos, e percebendo que eles poderiam ser classificados por suas propriedades, Mendeleev montou uma estrutura tabular que permitiria acrescentar novos elementos que viriam a ser descobertos, seguindo uma linha de tendência. Oportunamente retornaremos a esta tabela!

Todos os elementos químicos são formados por átomos. Dentre as diversas características que eles apresentam há uma de extrema relevância no estudo de eletrônica e que veremos a seguir: a carga elétrica.

Carga elétrica

Sabemos que o átomo é composto basicamente por seu núcleo, onde estão localizados os prótons e nêutrons, e por sua eletrosfera, onde se movimentam os elétrons. A carga elétrica é uma grandeza que determina a interação eletromagnética entre corpos que passem pelo fenômeno denominado "eletrização", o que faz com que eles adquiram a condição de se atraírem ou se repelirem.

A carga elétrica é uma propriedade da matéria, e mais especificamente das partículas elementares que compõem o átomo. Análises experimentais mostraram que os prótons e elétrons têm comportamentos elétricos opostos, o que levou à seguinte convenção:

- **Prótons:** possuem carga elétrica positiva (+) e localizam-se no núcleo do átomo.
- **Elétrons:** possuem carga elétrica negativa (-) e movimentam-se na eletrosfera, região que fica ao redor do núcleo atômico.
- **Nêutrons:** não possuem carga elétrica (0) e assim como o próton, localizam-se no núcleo atômico.

Dizemos que, quando um corpo qualquer está neutro, sua quantidade de cargas positivas e negativas está em equilíbrio eletrostático. No entanto, quando há um desequilíbrio entre cargas ele pode estar eletrizado de forma positiva ou negativa, e chamamos a essa condição de desequilíbrio eletrostático. Observe o esquema a seguir:



Alguns materiais permitem que a movimentação de cargas elétricas em seu interior seja realizada com facilidade. Isso se deve à sua estrutura atômica, onde há uma grande quantidade do que chamamos de “elétrons livres”. Esses materiais são conhecidos como bons condutores e como exemplo podemos citar o ouro, a prata, o cobre e outros metais.

Há porém, materiais que oferecem oposição à movimentação de cargas elétricas, e que são chamados de isolantes. Borracha, plástico e silicone são exemplos deles.

Existem várias formas de se promover a eletrização de um corpo:

- **Por contato:** quando há dois corpos condutores e um deles está eletricamente carregado. Assim que os dois corpos se tocam, as cargas elétricas dividem-se entre eles, até que ambos se equilibrem e apresentem o mesmo sinal de carga.
- **Por atrito:** quando um corpo é friccionado em outro e ocorre uma transferência de cargas de um para o outro.
- **Por indução:** quando há uma aproximação relativa entre um corpo eletricamente carregado (indutor) e outro corpo neutro (induzido). O indutor gera no induzido uma movimentação de cargas, fazendo com que ele se polarize.
- **Por aquecimento:** alguns corpos se eletrizam ao serem aquecidos, e caracterizam o fenômeno piroelétrico. A substância Titanato de Bário ($BaTi_3$) e o cristal de turmalina são exemplos.
- **Por pressão:** certos corpos, ao serem submetidos à compressão, eletrizam-se, apresentando o fenômeno piezoelétrico. Cristais como a turmalina e o quartzo são exemplos.

Um instrumento utilizado para se observar os fenômenos eletrostáticos é o eletroscópio de lâminas ou folhas (figura 5), artefato que se baseia na movimentação de placas metálicas que estejam sob a influência de cargas elétricas positivas ou negativas.

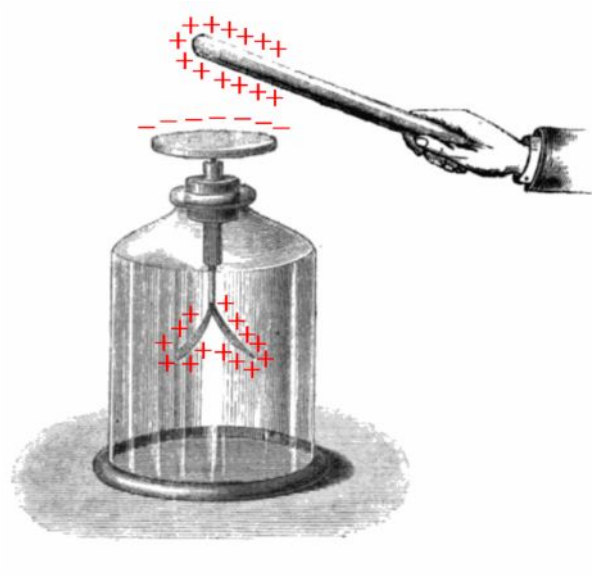


Figura 5 – Um eletroscópio de lâminas mostra o processo de eletrização por indução[5]

Assista o vídeo para ver um eletroscópio de lâminas em funcionamento (Ctrl):



No próximo artigo abordaremos a Eletrostática e seus conceitos mais importantes. Até lá!

[5] Fonte: Wikipedia - https://en.wikipedia.org/wiki/File:Electroscope_showing_induction.png

Projeto de Fonte de Alimentação em Corrente Contínua (conversor CA/CC) Com Regulador Linear – Parte 2



Álvaro Neiva*

Vamos montar a fonte projetada no número anterior. Lembrando algumas expressões:

U_{CA} = Tensão RMS da rede elétrica;

U_{sec} = Tensão RMS no secundário do transformador;

U_{CC} = Valor médio (CC) da tensão sobre o capacitor de filtro;

U_f = Forma de onda da tensão sobre o capacitor de filtro = **U_{CC} + U_{rpp}**;

U_{rpp} = valor pico a pico da tensão de ondulação sobre o capacitor de filtro C_f;

U_{rrms} = valor RMS da tensão de ondulação **U_{rpp}**;

r% = fator de ondulação percentual.

Para calcular a tensão CC sobre o capacitor U_{CC}, valor médio de U_f, usamos as seguintes expressões aproximadas (para I_{CC} em ampères e C_f em μF):

$$U_{CCmáx} = 1{,}1 \cdot U_{sec} \cdot \sqrt{2} - \frac{4166 \cdot I_{CC}}{C_f} - V_D \quad U_{CC} = U_{sec} \cdot \sqrt{2} - \frac{4166 \cdot I_{CC}}{C_f} - V_D$$

$U_{CCmín} = 0{,}85 \cdot U_{sec} \cdot \sqrt{2} - \frac{4166 \cdot I_{CC}}{C_f} - V_D$ e para a ondulação em %: $r\% = \frac{U_{rrms}}{U_{CC}}$

*Engenheiro Eletricista

Revendo o exemplo:

Projetar uma fonte regulada usando um circuito integrado 7805, para fornecer 9V e 300mA para pedais de guitarra:

a) $U_{out} = 9\,V \pm 5\,\%$;

b) $I_{CC} = 0{,}3\,A$;

c) r% < 10% na entrada do regulador, menor que 0,1% na saída CC;

d) Dos dados do regulador 7805:

$U_{fmáx}$ = 35V

ΔV_{reg} > 2V

Valores determinados no projeto:

a)

$$U_{sec} = \frac{\left(U_{out} + \Delta V + V_{rpp} + V_D\right)}{0{,}85 \cdot \sqrt{2}} = \frac{(9+2+2{,}5+1{,}4)}{1{,}2} = 12{,}42\,V \cong 12{,}5\,V$$

b)

$$U_{CC} = U_{sec} \cdot \sqrt{2} - \frac{4{,}2 \cdot I_{CC}}{C_f} - V_D = 12{,}5 \cdot 1{,}41 - \frac{(4166 \cdot 0{,}3)}{1000} - 1{,}4 = 17{,}67 - 1{,}25 - 1{,}4 = 15{,}02\,V$$

c) Calculamos um valor aproximado para C_f:

Usando: $377 \cdot C_f \cdot R_L > 10$

$$C_f = \frac{10^7 \cdot I_{CC}}{377 \cdot U_{CCmin}} = \frac{10^7 \cdot 0{,}3}{377 \cdot 12{,}38} = 643\mu F$$

Foi usado um valor comercial padrão mais próximo, para mais, $C_f = 1000\mu F$. Lembrem-se que esses capacitores têm uns 20% de tolerância e envelhecem.

d) Transformador usado, com secundário simples:

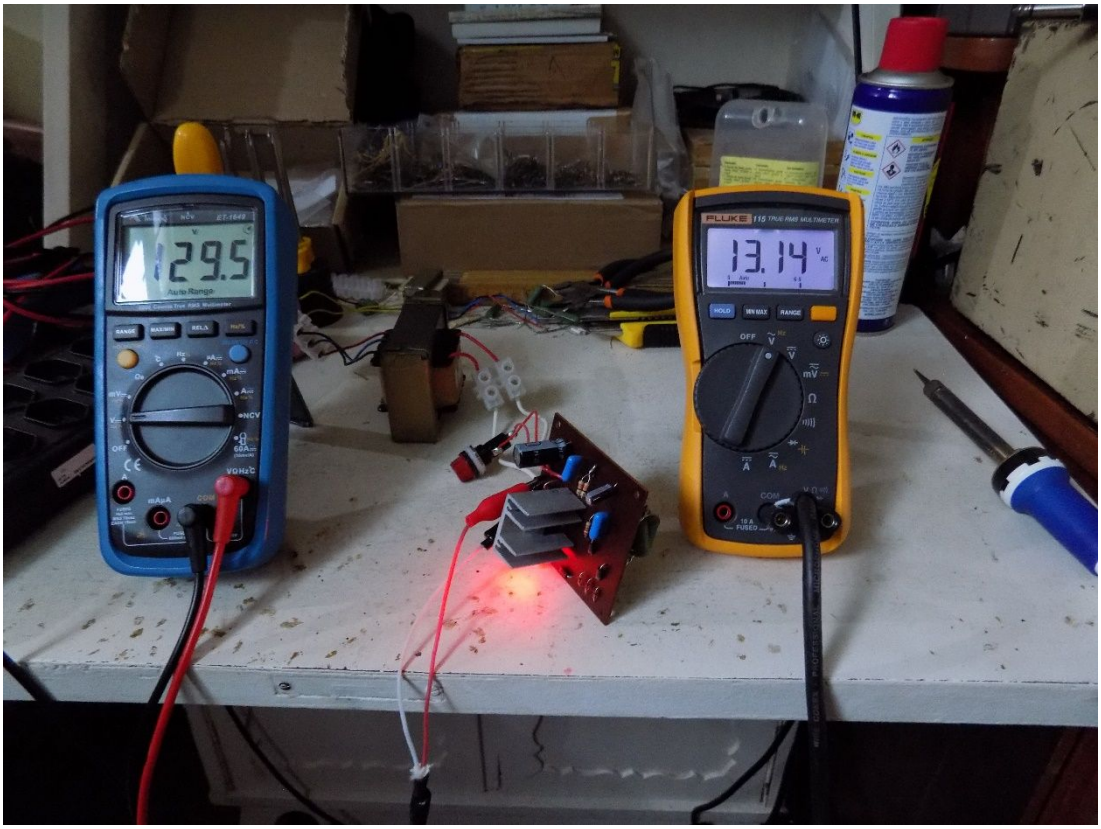
a.a Tensão nominal: 12V

b. Corrente 1 A.

e) Valor esperado da tensão retificada:

$$U_{CC} = U_{sec} \cdot \sqrt{2} - \frac{4{,}2 \cdot I_{CC}}{C_f} - V_D = 12 \cdot 1{,}41 - \frac{(4166 \cdot 0{,}3)}{1000} - 1{,}4 = 16{,}97 - 1{,}25 - 1{,}4 = 14{,}32\,V$$

RESULTADOS



Tensão rms da rede e tensão no secundário, com carga de 30Ω na saída.

Variação da tensão da rede:

$$\Delta\,\% = \left[\left(\frac{129{,}5}{127}\right) - 1\right] \cdot 100 \cong +2\,\%$$

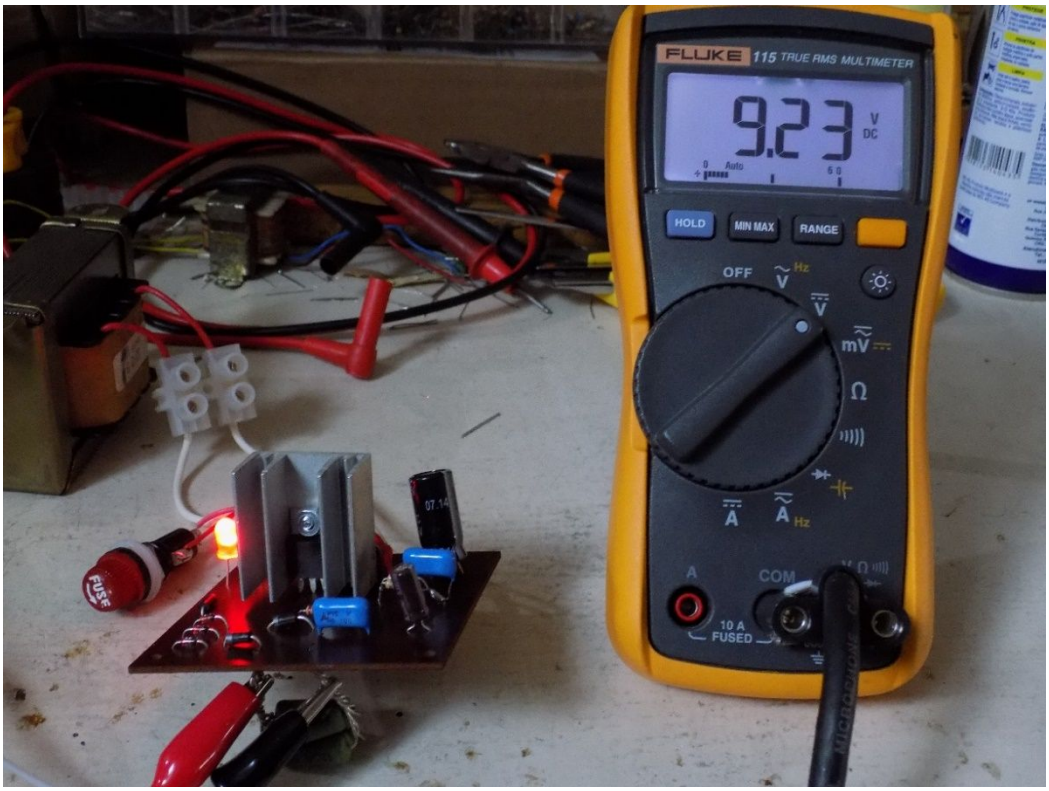
Tensão rms esperada no secundário:

$$\frac{129{,}5}{127} \cdot 12 = 12{,}24\,V$$

Tensão medida no secundário: 13,14V

Variação % devida ao transformador usado (característica do fabricante):

$$\left[\left(\frac{13{,}14}{12{,}24}\right) - 1\right] \cdot 100\,\% = +7{,}4\,\%$$



Tensão de saída (U_{out}) com carga de 30Ω (medida na temperatura de trabalho).

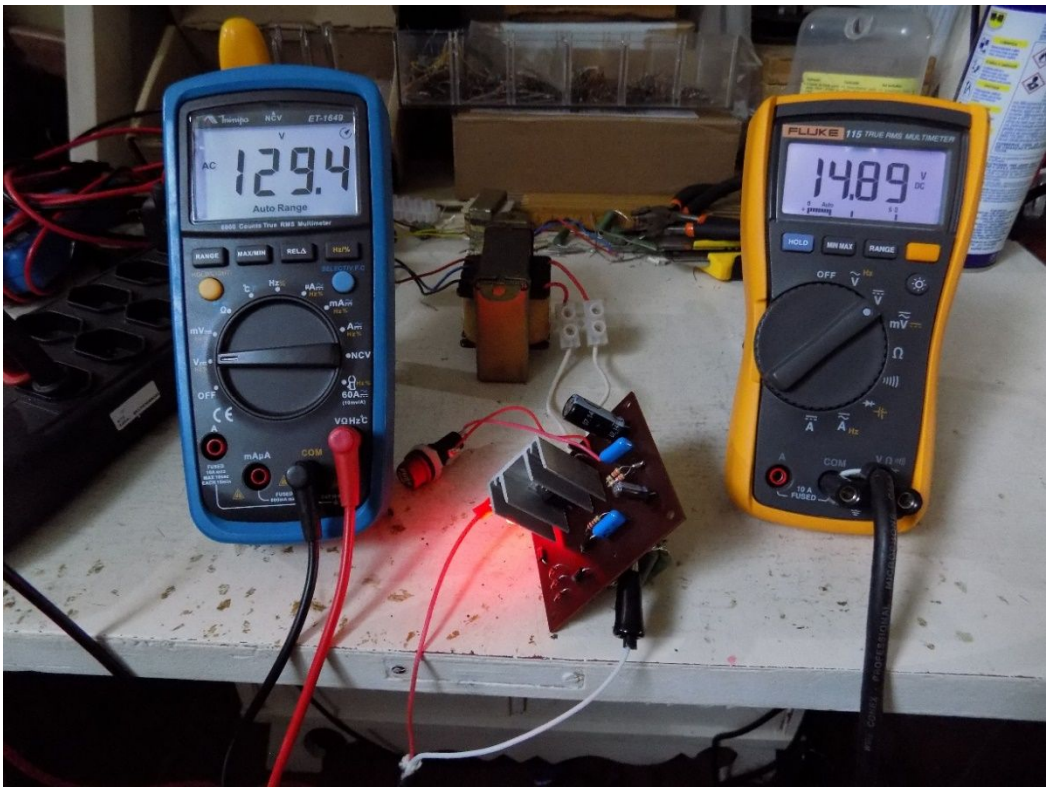
Variação %: $\left[\left(\frac{9{,}23}{9}\right)-1\right]\cdot 100 = +2{,}6\,\%$

Corrente real (calculada): $\frac{9{,}23}{30} = 0{,}308\,A$

Tensão retificada (já calculada com a corrente I_{out}=0,308A):

$$U_{CC} = U_{sec}\cdot\sqrt{2} - \frac{4{,}2\cdot I_{CC}}{C_f} - V_D = 13{,}14\cdot 1{,}41 - \frac{(4166\cdot 0{,}308)}{1000} - 1{,}4 = 18{,}58 - 1{,}28 - 1{,}4 = 15{,}90\,V$$

Não foi feita nenhuma seleção de componentes, exceto no divisor de tensão que ajusta a tensão de saída, usando resistores de 5% de tolerância em paralelo no lugar de R2.



Tensão da rede U_{CA} e tensão U_{CC}, com carga de 30Ω na saída.

Valor previsto com I_{CC}=0,308A:

$$U_{CC} = U_{sec} \cdot \sqrt{2} - \frac{4{,}2 \cdot I_{CC}}{C_f} - V_D = 13{,}14 \cdot 1{,}41 - \frac{(4166 \cdot 0{,}308)}{1000} - 1{,}4 = 18{,}58 - 1{,}28 - 1{,}4 = 15{,}90\,V$$

Valor medido: $14{,}89\,V$

Diferença: $1{,}01\ V$

Diferença %: $\left(\frac{1{,}01}{15{,}90}\right) \cdot 100 = 6{,}3\,\%$, foi a redução do valor da tensão retificada em relação ao esperado.

Parte dessa diferença deve-se à impedância interna do transformador e parte à tolerância do capacitor de filtro.

Tensão prevista no projeto, sobre C_f, sem carga:

$$U_{CCsemcarga} = U_{sec} \cdot \sqrt{2} - V_D = 17{,}68 - 1{,}4 = 16{,}28\,V$$

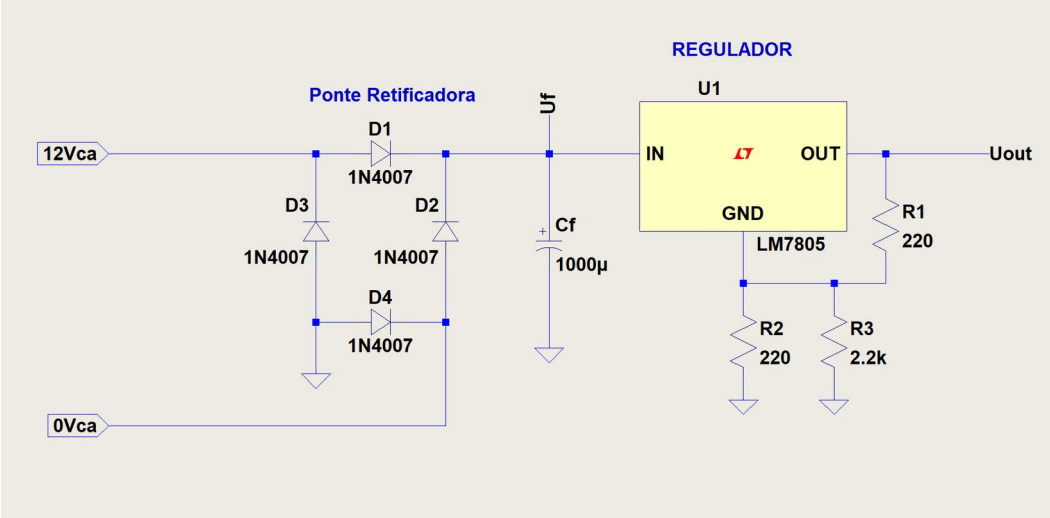
$U_{CCsemcarga}$ = 16,86V (medida);

U_{sec} sem carga, medida: 13,58Vrms;



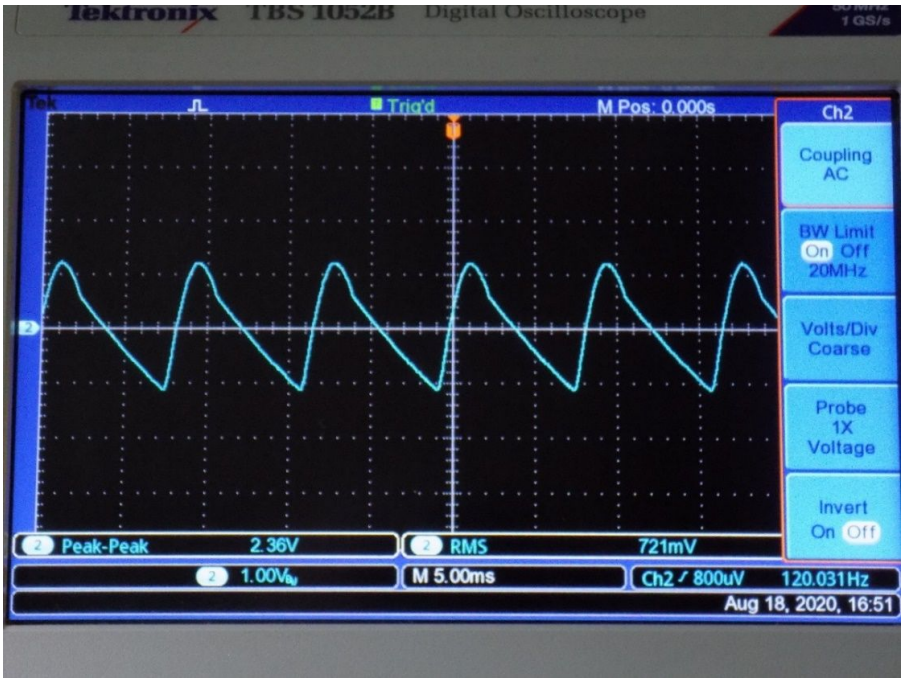
I_{sec} e Tensão de saída, **U_{out}**, com carga, valores medidos*.

Circuito básico como montado:



Tensão U_{rpp} (ondulação)

1 Sobre o capacitor de filtro C_f, U_{rpp}



Valores obtidos razoavelmente próximos dos calculados.

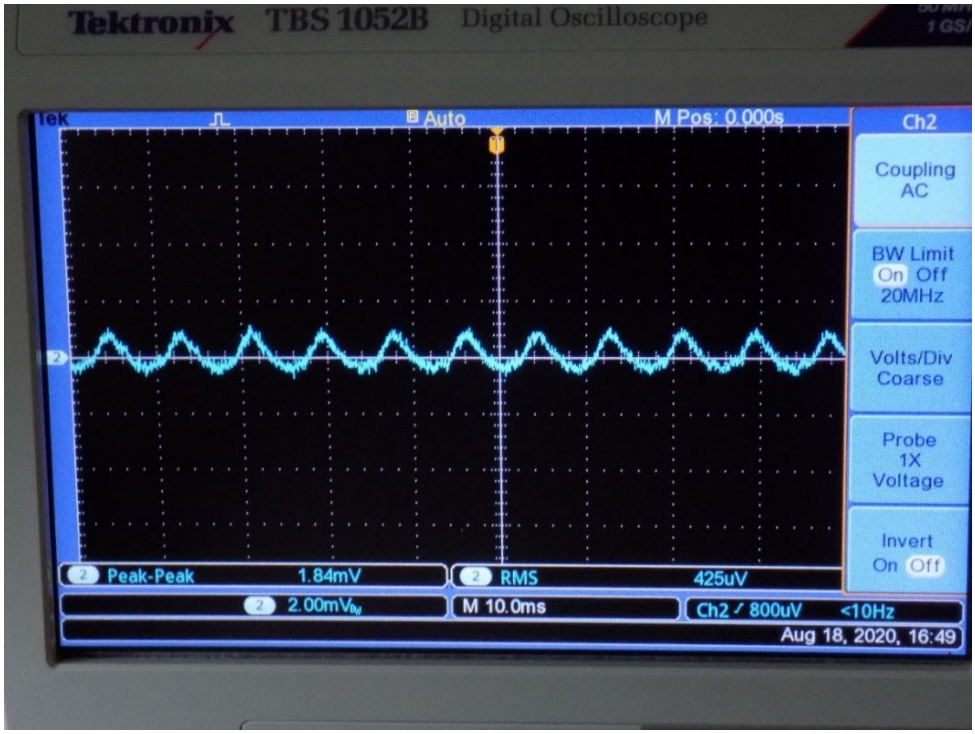
Observem a forma de onda diferente da triangular prevista na análise simplificada feita. Não foi considerada a impedância interna do transformador, parte resistiva, e em boa ou maior parte, indutiva.

Valor previsto usando a corrente medida*

$$U_{rpp} = \frac{8.333 \cdot I_{CC}}{C_f} = \frac{8.333 \cdot 0{,}308}{1000} = 2{,}57\, V_{pp}$$

Diferença % $\left[1 - \left(\frac{2{,}36}{2{,}57}\right)\right] \cdot 100 = 8{,}2\,\% < 10\,\%$

2 Na saída, U_{rpp} = 1,84mV; U_{rrms}=0,425mV_{rms}.



Redução de ruído maior que a esperada.

$$r\,\% = \frac{U_{rrms}}{U_o} \cdot 100 = \frac{425 \cdot 10^{-6}}{9{,}23} \cdot 100 = 0{,}0046\,\%$$

$$r_{dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{U_{rrms}}{U_o}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{425 \cdot 10^{-6}}{9{,}23}\right) = -86{,}7\, dB$$

Nos próximos números, projeto e resultados usando um transformador com secundário dividido (CT); uso de fusível para proteção para curto com correntes menores; proteção da carga contra sobretensão, por falha do regulador, com uma série de diodos Zener.

Também vamos publicar uma PCI para montagem da fonte, tanto com transformadores de secundário simples, quanto com transformadores de secundário dividido (CT), que será o assunto da próxima parte.

Referências:

1 MILLMAN, Jacob; HALKIAS, Christos. **ELECTRONIC DEVICES AND CIRCUITS**. 1ª edição. International Student Edition: McGraw-Hill Kogakusha LTD; 1967.

2 BOYLESTAD, Robert L.; NASHELSKY, Louis. **DISPOSITIVOS ELETRÔNICOS E TEORIA DE CIRCUITOS**. 11ª edição. Pearson Education do Brasil LTDA; 2013.

3 BOHN, Dennis et al. **AUDIO HANDBOO**K. 1ª edição. National Semiconductor Corporation; 1976.

4 CIPELLI, ANTONIO MARCO VICARI; SANDRINI, WALDIR JOÃO. **TEORIA E DESENVOLVIMENTO DE PROJETOS DE CIRCUITOS ELETRÔNICOS**. 4ª edição. Distribuidora de Livros Érica LTDA; 1980.

Projeto de Pré-amplificadores e Equalizadores RIAA Para Toca-Discos – Parte 2

Álvaro Neiva*

Continuando…

Para quantificar o problema da variação do ganho de um amplificador, vamos ver qual a variação percentual de ganho correspondente a algumas variações em dB para ganho de tensão ou corrente:

erro dB	var%
0	0
6	100
4,6	70
3	41
2	26
1	12
0,5	6
0,4	5
0,3	4
0,2	2
0,1	1

Tabela 2

Onde:

$$erro\,dB = 20.\log\left(\frac{|var\,\%|}{100}\right) \qquad \text{(eq. 1)}$$

$$|var\,\%| = \left|\frac{(valor\,medido - valor\,de\,referência)}{valor\,de\,referência}\right| \cdot 100 \qquad \text{(eq. 2)}$$

Preciso chamar a atenção para a diferença entre a variação percentual expressa em dB, o erro de ganho em dB, e uma simples razão da variação de ganho expressa em dB.

A preocupação é com a variação do ganho dos dispositivos usados para amplificar o sinal entre unidades do mesmo tipo.

*Engenheiro Eletricista

Por exemplo, o ganho de tensão de um opamp muito usado em áudio (NE5532):

A_{VD}	Large-signal differential-voltage amplification	$R_L \geq 600\ \Omega$, $V_O = \pm 10$ V	T_A = 25°C	15	50	V/mV
			T_A = Full range[2]	10		
		$R_L \geq 2$ kΩ, $V_O \pm 10$ V	T_A = 25°C	25	100	
			T_A = Full range[2]	15		

O ganho de tensão em DC pode variar entre 50.000 e 15.000 (com temperatura de 25°C), uma **variação percentual** de:

$$\left[\frac{(15000-50000)}{50000}\right]\cdot 100 = -70\,\%$$

$$|var\,\%| = 70$$

Olhando a tabela 2 ou usando a (eq. 1) isso indica um possível erro de quase 5dB...

A **variação** em dB entre os valores do máximo de ganho e mínimo seria:

$$\Delta_{dB} = 20\cdot\log\left(\frac{15000}{50000}\right) = -10{,}5\,dB$$

Se quisermos uma variação do ganho final inferior a, por exemplo, 5% ou 0,5dB aproximadamente, a variação % de ganho desse opamp deve ser reduzida em 14 vezes, e para 1% ou 0,1dB, 70 vezes.

Não só os opamps tem variações expressivas de ganho, transistores e válvulas também.

Nos transistores bipolares a variação será no ganho de corrente h_{FE}:

h_{FE} Classification

Classification	A	B	C
h_{FE}	110 ~ 220	200 ~ 450	420 ~ 800

Nos FET's e válvulas, a transcondutância:

Small Signal Characteristics

gfs	Forward Transfer Conductance	V_{DS} = 15V, V_{GS} = 0, f = 1.0KHz	2000		6500	µmhos

Segundo Tomer [3], a transcondutância (mA/V) pode variar +-40% entre exemplares da mesma válvula e do mesmo fabricante, sem nenhuma seleção. Isso pode corresponder a quase 3dB de erro.

Felizmente para nós, a distribuição desse erro costuma seguir a curva normal da estatística (para fabricantes confiáveis)... Esses 40% devem corresponder a 3 desvios padrão e, portanto, não vão acontecer desvios maiores em mais que 0,3% das válvulas. Por outro lado, aproximadamente 70% da produção (realmente 68%) deve ter a transcondutância dentro de +-13% do valor do manual, 95% dentro de +- 26%, 99,7% dentro dos +- 40%. Isso mostra a possibilidade de selecionar componentes para uma variação de 1dB, mas isso tem um custo. Também, felizmente, por isso o montador ocasional tem boa chance de conseguir resultados aceitáveis dentro de uma margem mais relaxada.

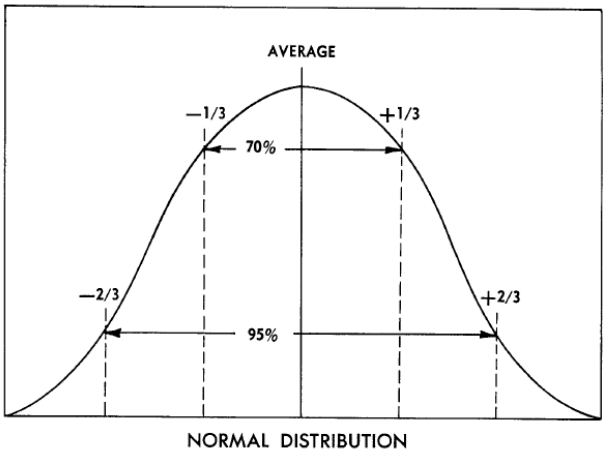


Fig. 6

Mas além da variação de ganho entre elementos de um lote, o ganho também varia devido à temperatura e ao envelhecimento dos componentes.

Em comparação, conseguimos resistores com 1% e capacitores com 5% de tolerância e baixos coeficientes de temperatura sem muita dificuldade e com custo relativamente baixo, o que significa ser de 70% a probabilidade de encontrar resistores dentro de 0,33% e capacitores dentro de 1,7% ou<2% do valor nominal (para componentes de boa procedência...).

Portanto, controlar a variação de ganho dos elementos ativos será fundamental para controlar o erro, ou variação do ganho, entre amplificadores idênticos (como entre canais de um amplificador estéreo, por exemplo) e o ganho em função da frequência desejado.

Uma técnica para isso foi patenteada em 1927 por **Harold S. Black** e apresentada em 1934 no Bell Systems Technical Journal no artigo **"Stabilized Feedback Amplifiers"** , onde é demonstrado que, fazendo-se um amplificador com ganho maior que o necessário e reduzindo-se esse ganho através da realimentação do sinal de saída para a entrada, consegue-se reduzir a variação de ganho do amplificador como um todo. Além disso ganha-se como bônus a redução na distorção harmônica e ruído interno do amplificador. Esse processo é chamado de **realimentação negativa**.

O diagrama em blocos de um amplificador com ganho de tensão diferencial A_v, sem realimentação e com uma rede de realimentação, está na figura 7 abaixo:

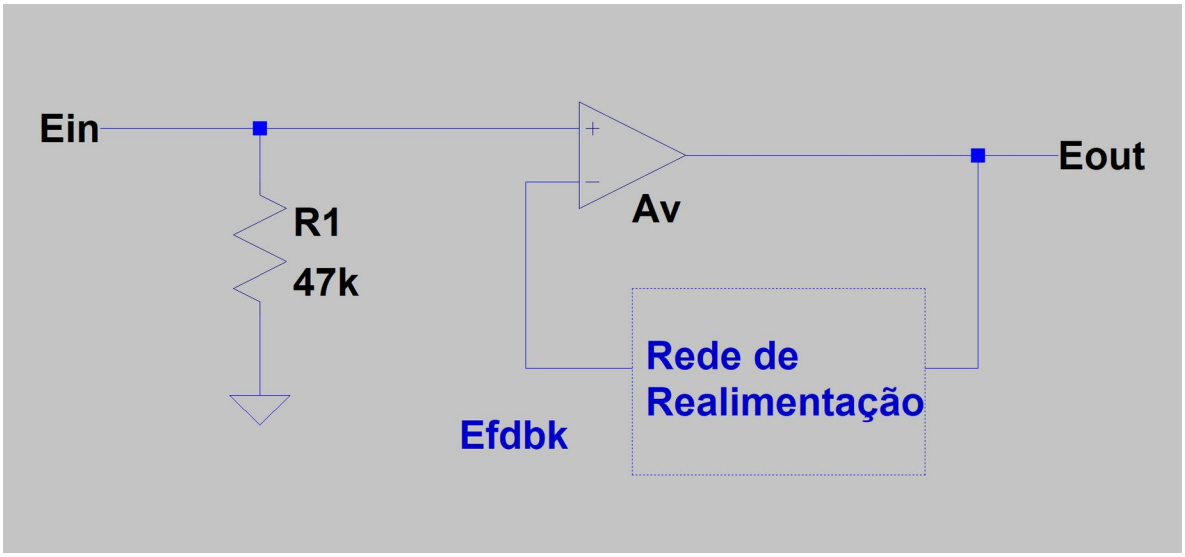


Fig. 7

Aqui está claro que, nesse caso, é amplificada a **diferença** entre o sinal de entrada **Ein** e o sinal amostrado (ou realimentado) da saída do amplificador, **Efdbk**.

Nesse exemplo consideramos um amplificador de tensão e diferencial (como os opamps, mas pode ser um circuito discreto, não integrado, com elementos individuais), o que significa que as entradas (+-) tem alta impedância e a saída baixa impedância.

O sinal de entrada da rede de realimentação será a tensão de saída do amplificador sobre sua carga, o sinal de saída da rede (**Efdbk**) será uma tensão também. Portanto, temos um exemplo de amostragem e comparação de tensão, uma das quatro possibilidades de realimentação que temos a nossa disposição [4].

Então, nesse caso, podemos escrever:

$$E_{out} = A_v \cdot \left(E_{¿} - E_{fdbk} \right) \qquad \text{(eq. 3)}$$

$$\frac{E_{fdbk}}{E_{out}} = \beta \qquad \text{(eq. 4)}$$

$$E_{out} = A_v \cdot \left(E_{¿} - \beta \cdot E_{out} \right) \qquad \text{(eq. 5)}$$

$$E_{out} = A_v \cdot E_{¿} - \beta \cdot A_v \cdot E_{out} \qquad \text{(eq. 6)}$$

$$E_{out} + \beta \cdot A_v \cdot E_{out} = A_v \cdot E_{¿} \qquad \text{(eq. 7)}$$

$$E_{out} \left(1 + \beta \cdot A_v \right) = A_v \cdot E_{¿} \qquad \text{(eq. 8)}$$

$$E_{out} = \frac{A_v \cdot E_{¿}}{\left(1 + \beta \cdot A_v \right)} \qquad \text{(eq. 9)}$$

A partir daí, o Ganho de Tensão com Realimentação (**Closed Loop**), será (de uma forma muito geral):

$$A_{vcl} = \frac{E_{out}}{E_{¿}} = \frac{A_v}{\left(1 + \beta \cdot A_v \right)} \qquad \text{(eq. 10)}$$

Demonstra-se que a variação percentual do ganho, a distorção e a impedância de saída do amplificador sem realimentação serão divididas pelo fator $\left(1 + \beta \cdot A_v \right)$, ver a referência [4].

Também não é difícil de ver que quando $\beta \cdot A_v \gg 1$ o Ganho com Realimentação A_{vcl}se torna:

$$A_{vcl} = \frac{1}{\beta} \qquad \text{(eq. 11)}$$

Isso mostra que o ganho passa a depender principalmente apenas da rede de realimentação, que é feita com componentes passivos (resistores e capacitores) que podem ter variações muito menores por um custo menor.

O ganho A_v, chamado de **Ganho em Malha Aberta** (**Open Loop Gain**) aqui considerado um número positivo, uma constante, na situação real será uma função da frequência.

Também o ganho de tensão da rede de realimentação β, eq. 4, que será menor ou igual a 1 para uma rede passiva RC, vai ser, no caso geral, uma **função da frequência**.

O produto $\beta \cdot A_v$ é chamado de **Ganho da Malha** (**Loop Gain**).

A equação (11) nos diz que, quando o **Ganho de Malha** é suficientemente alto ($\beta \cdot A_v \gg 1$¿, o ganho do amplificador com realimentação será praticamente igual à atenuação da rede β, ou seja, $\frac{1}{\beta}$,o inverso do seu ganho.

A quantidade $\left(1+\beta \cdot A_v\right)$ é chamada de **Dessensibilização**.

Pode-se demonstrar então que [4]:

$$\left|var_{cl}\%\right| = \frac{\left|var\,\%\right|}{\left(1+\beta \cdot A_v\right)} \qquad \text{(eq. 12)}$$

Onde $\left|var_{cl}\%\right|$ é a variação do ganho com realimentação.

$$\frac{\left|var\,\%\right|}{\left|var_{cl}\%\right|} = \left(1+\beta \cdot A_v\right) \qquad \text{(eq. 14)}$$

Se substituirmos a eq. 11 na eq. 12:

$$\frac{\left|var\,\%\right|}{\left|var_{cl}\%\right|} \approx \left(1+\frac{A_v}{A_{vcl}}\right) \quad \text{(eq. 15)}$$

$$\frac{A_v}{A_{vcl}} \approx \frac{\left|var\,\%\right|}{\left|var_{cl}\%\right|} - 1 \qquad \text{(eq. 16)}$$

Isso cria uma condição para o **ganho em malha aberta do amplificador básico:**

$$A_v > A_{vcl} \cdot \left(\frac{\left|var\,\%\right|}{\left|var_{cl}\%\right|} - 1\right) \qquad \text{(eq. 17)}$$

Válida para qualquer frequência na faixa de passagem do amplificador com realimentação.

E podemos aproximar a dessensibilização do ganho por:

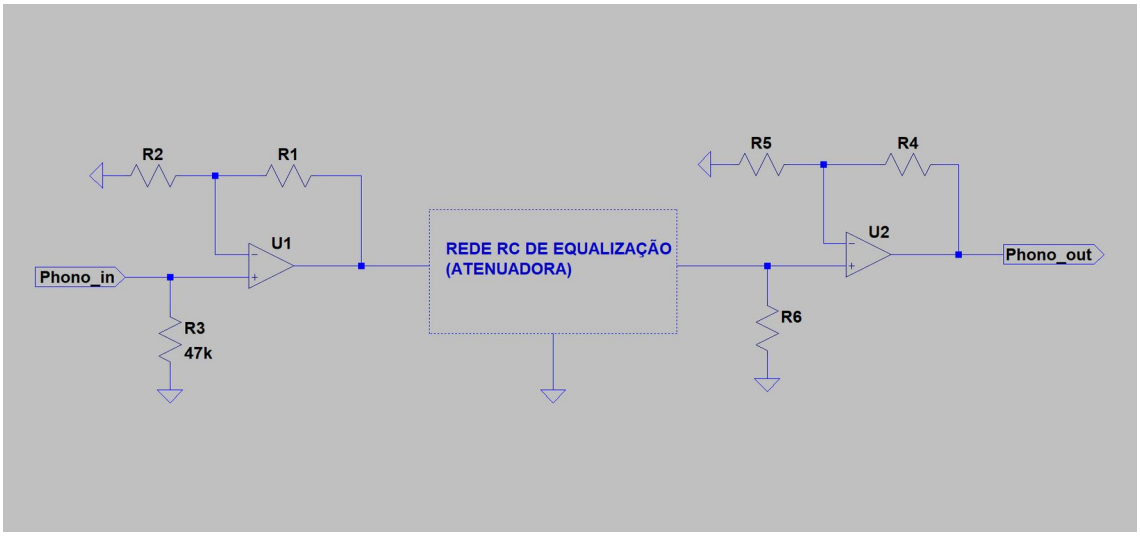
$$\left|var_{cl}\%\right| \cong \frac{\left|var\,\%\right|}{\left(1+\frac{A_v}{A_{vcl}}\right)} \cong \left|var\,\%\right| \cdot \frac{A_{vcl}}{A_v} \qquad \text{(eq. 18)}$$

O ganho em baixas frequências de um pré-amplificador com equalização RIAA é bastante alto, quase 20dB acima do ganho a 1kHz, o que significa entre 54dB e 60dB ou 500 a 1000 vezes. Qualquer configuração escolhida para a amplificação deve cumprir essa condição, seja com ou sem realimentação. Para amplificadores com realimentação o ganho antes da realimentação deve estar de acordo com a (eq. 17), portanto um valor maior ainda.

Nenhum dispositivo sozinho (válvula ou transistor) consegue atingir esses valores de ganho de tensão. Portanto, usar amplificadores com múltiplos estágios vai ser indispensável (e amplificadores operacionais são um exemplo disso), dois estágios sendo uma opção comum.

Nesse momento, cabe uma pesquisa das alternativas para realizar as etapas de ganho e equalização necessárias.

Uma primeira alternativa seria usar uma rede passiva* como equalizador:



*Uma rede passiva não aumenta a potência do sinal que recebe, é um circuito feito apenas com elementos como resistores, capacitores, indutores e transformadores.

Fig. 8

Aqui, na figura 8, temos dois estágios de amplificação, um antes do circuito de equalização, que é um circuito feito com resistores e capacitores que atenua o sinal em função da frequência, e outro depois, de forma a completar o ganho na faixa média.

Essa configuração foi usada com válvulas eletrônicas em alguns projetos tradicionais com bastante sucesso, por motivos que logo vão ficar aparentes.

Vantagens:

1. A precisão da equalização depende apenas da rede passiva;
2. A estrutura da rede passiva de equalização pode ser escolhida de forma a ter uma variação de ganho menor que a tolerância de seus componentes;
3. A relação sinal a ruído vai depender do primeiro estágio;
4. O segundo estágio serve de buffer para o próximo estágio da cadeia e o primeiro também serve como buffer e separa a rede equalizadora da impedância da cápsula magnética.

Desvantagens:

1 Ao amplificar primeiro o sinal em faixa larga e depois atenuá-lo, aumentamos a relação sinal a ruído, mas aparece a possibilidade de ceifamento ou clipping do sinal no primeiro estágio. Como o primeiro estágio tende a determinar a relação sinal-ruído final deve-se usar o maior ganho possível para o sinal, com o menor nível de ruído interno do amplificador. Então, a distribuição do ganho entre os dois estágios, a capacidade de excursão de sinal e o nível de ruído do primeiro amplificador serão fundamentais para o sucesso do projeto;

2 A rede de equalização vai ser a carga do primeiro estágio e, portanto, sua impedância mínima deve ser compatível com esse, uma preocupação que vai estar sempre presente, mesmo quando a rede de equalização, ou parte dela, fizer parte da realimentação do amplificador;

3 O valor dos resistores empregados deve ser o menor possível para reduzir o ruído térmico gerado neles, o que conflita com o item anterior.

Mas como podemos criar um circuito com resistores e capacitores que tenha o comportamento de atenuação em função da frequência que precisamos? Claro que podemos usar um já existente e ajustar o valor de seus componentes, mas, como saber se fizemos a melhor opção, tanto no ajuste como na escolha?

A resposta está nas técnicas de **Síntese de Circuitos.** Mas o que é isso?

Bom, num curso de eletrônica aprende-se como determinar todas as tensões e correntes num circuito elétrico dado, conhecidas as fontes de energia ligadas a ele. Isso chama-se **Análise de Circuitos**.

Síntese de Circuitos seria achar um tipo de circuito que forneça as tensões e correntes que precisamos, e o valor de seus componentes, também conhecidas as fontes de sinal e alimentação existentes.

Não cabe aqui um estudo aprofundado sobre o assunto. Esse foi o principal objeto de estudo da eletrônica por todo o século passado e tem uma análise matemática bastante pesada, mas podemos usar alguns resultados bem conhecidos e que podem ser aplicados de forma relativamente simples aos problemas que temos que enfrentar.

Alguns dos pioneiros nessas técnicas são bastante citados até hoje [7], como **Otto Julius Zobel** ou **Wilhelm Cauer**, por exemplo.

Zobel, em 1924, patenteou uma rede de equalização para compensar perdas em cabos telefônicos, usando conceitos até hoje empregados no projeto de divisores de frequência para caixas acústicas ou sonofletores e em redes usadas para garantir a estabilidade de amplificadores.

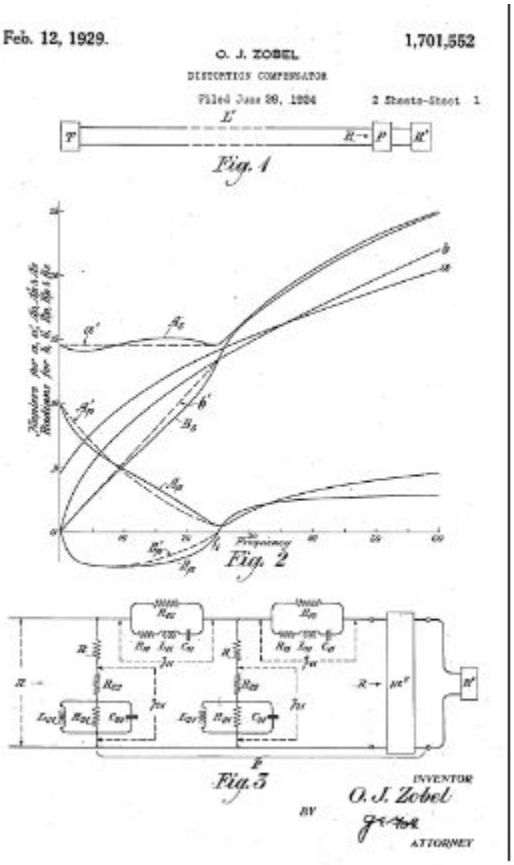


Figura 9.

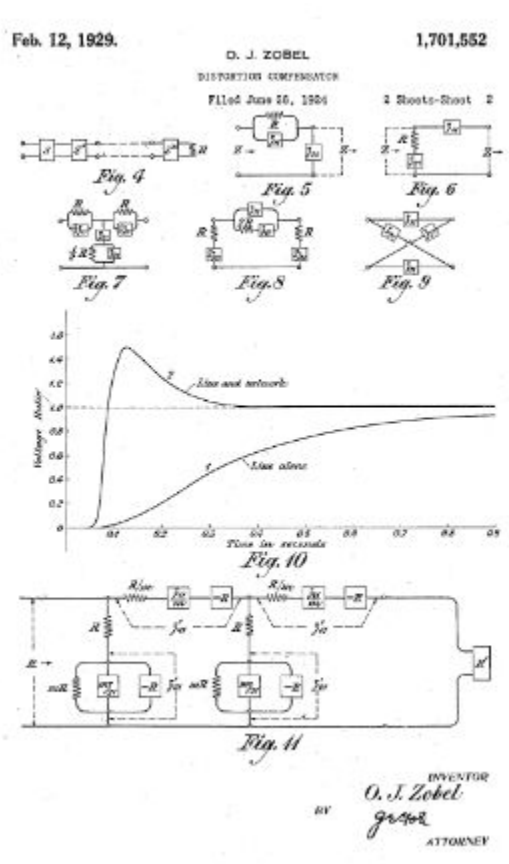


Figura 10.



SECRETARY

The Bell System Technical Journal

Devoted to the Scientific and Engineering Aspects of Electrical Communication

EDITORIAL BOARD

J. J. Carty Bancroft Gherardi F. B. Jewett
E. B. Craft L. F. Morehouse O. B. Blackwell
H. P. Charlesworth E. H. Colpitts
R. W. King—*Editor*

Published quarterly by the American Telephone and Telegraph Company, through its Information Department, in behalf of the Western Electric Company and the Associated Companies of the Bell System

Address all correspondence to the Editor
Information Department
AMERICAN TELEPHONE AND TELEGRAPH COMPANY
195 BROADWAY, NEW YORK, N. Y.

50c. Per Copy Copyright, 1923. *$1.50 Per Year*

Vol. II JANUARY, 1923 No. 1

Theory and Design of Uniform and Composite Electric Wave-filters

By OTTO J. ZOBEL

THE electric wave-filter, as regards its general transmission characteristics and its extremely important rôle in communication systems, is well known. Its physical theory was discussed in detail in the preceding number of this Journal by its inventor, G. A. Campbell. In the present paper it is proposed to present systematic general methods of wave-filter design, together with representative designs, which have been developed in connection with the practical utilization of this device in the plant of the Bell System.

First is considered a general theory of design combining physical and analytical considerations which gives explicitly the structure of a uniform type of wave-filter having any preassigned transmitting and attenuating bands as well as desirable impedance and quite arbitrary attenuation characteristics. Next, this theory is applied to the design of a low-and-band pass wave-filter from which are derived design formulæ for all the practical uniform wave-filter structures in present use, belonging to the classes low pass, high pass, low-and-high pass, and band pass. Then the subject of composite wave-filters is taken up, these being non-uniform wave-filter networks

1

Figura 11

Wilhelm Cauer (Fig. 12) publicou em 1926 o trabalho “ A realização de impedâncias com dependência da frequência especificada” considerado o princípio da síntese de circuitos.



Figura 12

Uma diferença importante é que: **a análise de um circuito é única, já a síntese pode ter várias soluções possíveis**.

O primeiro e fundamental conceito para entender o processo de síntese vai ser o de **Função de Transferência**.

Continua na próxima edição...

Referências:

1 Bohn, Dennis, editor. **ÁUDIO HANDBOOK** 1ª ed. National Semiconductor Corporation; 1976.

2 Holman, Tomlinson. **AUDIO**, “Dynamic Range Requirements of Phonographic Preamplifiers”, July 1977.

3 Tomer, Robert B. ; Getting The Most Out of Vacuum Tubes, 1st ed. Howard W. Sams & Co. Inc.; 1960.

4 Gray, Paul E.; Searle, Campbell L.; **Princípios de Eletrônica**, vol. 3, Circuitos Eletrônicos II; 1ª edição, Livros Técnicos e Científicos Editora S. A.; 1974.

5 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.