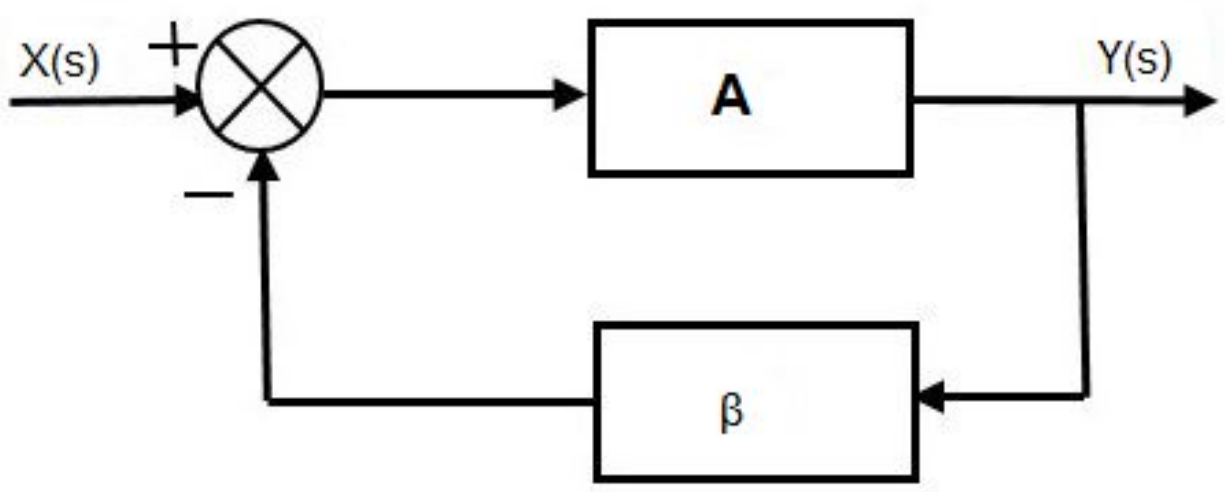


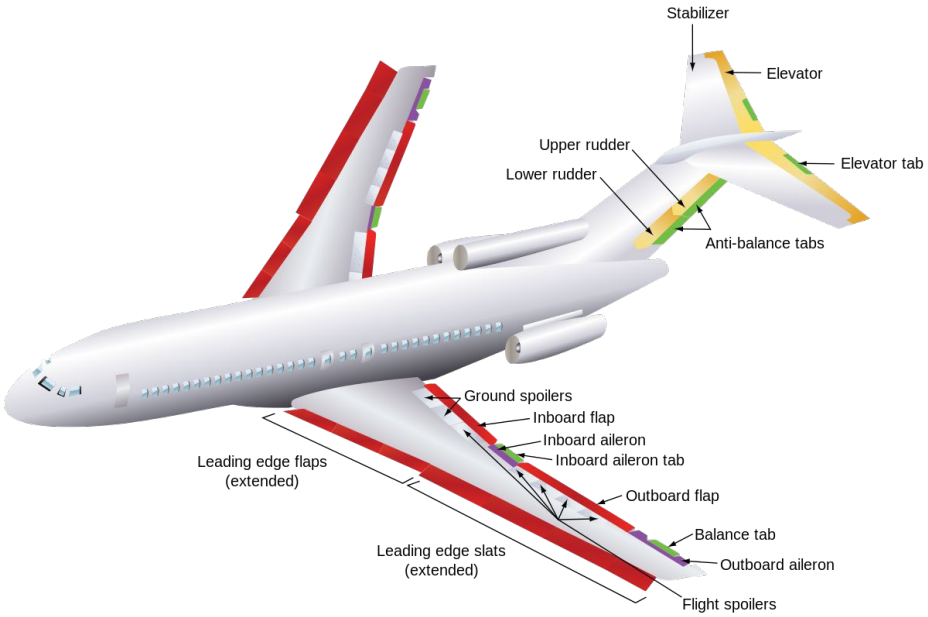
Realimentação Negativa em Amplificadores
Parâmetros de Thiele/Small para Alto-Falantes Novik
Projeto de Pré-Amplificador RIAA para Toca-Discos – Parte I
Análise do Amplificador Polyvox PM 5000
Projeto de Fonte de Alimentação em Corrente Contínua (Conversor CA/CC) Com Regulador Linear – Parte I
Alan Blumlein – o Inventor do Som Estereofônico

Realimentação Negativa em Amplificadores



João Yazbek*

A realimentação negativa é um princípio indispensável em eletrônica que, aplicada de forma correta, consegue melhorar uma série de fatores-chave no desempenho de sistemas eletrônicos. Isso é verdade em todos os setores da eletrônica, e que tem sido extensivamente utilizado em muitos campos com pleno êxito. Na área de controles eletrônicos, utilizam-se extensivamente servomecanismos (ou somente servos), que usam a realimentação negativa para a correção de erros e para melhorar a desempenho de sistemas. Temos como exemplos de equipamentos que utilizam realimentação negativa para trabalhar os sistemas de navegação em aviões e carros (conhecidos como piloto automático), sistemas de focalização em câmeras com foco automático, termostatos que controlam a temperatura da geladeira, do ar-condicionado e assim por diante. O controle por realimentação negativa em aviões militares e comerciais é utilizado em todas as superfícies móveis que governam o voo.



Superfícies de controle de vôo de um avião – Créditos FAA.gov

*Engenheiro Eletricista

Por que então a realimentação negativa em produtos de áudio tem sido apontada como culpada pela baixa qualidade de alguns amplificadores? Indo além, alguns fabricantes dizem que seu amplificador não possui realimentação negativa. Isso é verdade?

Realimentação negativa é uma técnica que amostra o sinal de saída de um sistema, o inverte e o reintroduz na entrada desse mesmo sistema. Tentando explicar de forma muito simples: a saída de qualquer circuito amplificador apresenta alguma distorção e, normalmente, os projetistas não se preocupam em saber com precisão quais são os erros e corrigi-los, até porque a correção não é possível ou, se é possível, se torna inviável do ponto de vista técnico ou econômico.

A forma adequada de lidar com esses erros é comparar a saída com a entrada e fazer com que o circuito corrija a saída (de forma simples: a aumente ou a diminua) até que o erro se reduza a (cerca de) zero. Com isso se consegue melhorar a resposta em frequência, reduzir a distorção harmônica, abaixar a impedância de saída (ou seja, aumentar o fator de amortecimento) e estabilizar os parâmetros dos amplificadores, tornando-os reprodutíveis em larga escala. Isso é feito, basicamente, basicamente trocando ganho de sinal não utilizado por maior linearidade. Por que então a realimentação negativa é considerada uma coisa a ser evitada em aparelhos de áudio?

Nas revistas especializadas de áudio, alguns avaliadores de equipamento argumentam até hoje que a realimentação negativa é ruim e que amplificadores com baixa taxa de realimentação ou sem realimentação são os melhores. Usualmente se argumenta que a realimentação global é ruim e que a realimentação local é considerada de melhor qualidade. Também se comenta que altos níveis de realimentação negativa são prejudiciais, e eliminam a dinâmica, tornando o amplificador lento.

Essas afirmações são simplesmente inverídicas e baseadas em fatos não reais, e foram alimentadas nas décadas passadas por pessoas que não conseguiam entender corretamente os fenômenos que estavam gerando qualidade sonora baixa em amplificadores transistorizados que utilizavam altas taxas de realimentação negativa. Devo lembrar que esse debate começou na época em que os transistores foram introduzidos como elementos ativos nos amplificadores, pois até então os elementos dominantes (as válvulas), por sua topologia de circuito, somente permitiam realimentação local e pequenas doses de realimentação global.

A realimentação negativa não somente é um dos conceitos fundamentais da eletrônica moderna, como também é impossível se construir um amplificador de qualidade sem o seu uso. Tem-se falado que o uso de realimentação local (ou seja, ao redor de uma pequena parte do circuito sucessivas vezes) é superior á realimentação chamada de global (aplicada a todo o circuito de uma única vez). Elementos ativos como transistores e algumas válvulas inerentemente já possuem alguma realimentação intrínseca, e mesmo assim é impossível se construir um amplificador com eles sem o uso de realimentação local adicional ou de realimentação global. Além disso, o uso de pequenas quantidades de realimentação negativa só faz o produto em questão se tornar pior especificado e gerar maiores quantidades de distorção e outros defeitos, além do que a reprodutibilidade em produção se torna baixa.

Portanto, a primeira conclusão que chegamos é que qualquer amplificador ou pré-amplificador de áudio usa realimentação simplesmente para se manter em condições de responder em toda faixa de áudio e poder reproduzir o sinal recebido com baixa distorção, ou seja, amplificador sem realimentação negativa não existe! O que existe são alguns amplificadores que não usam realimentação negativa global e sim realimentação negativa local, mas partir do princípio de que amplificadores sem realimentação são factíveis é simplesmente uma afirmação que não faz sentido nenhum, e a desinformação é tão grande que uma famosa revista americana publicou há alguns anos um artigo prevendo que no futuro todos os amplificadores seriam sem realimentação. Isso é simplesmente desinformação publicada justamente por quem deveria fazer o contrário.

E por que a realimentação local é tão bem vista pela imprensa especializada? Ela é mais simples de ser implementada. Certas formas de instabilidade produzidas pela realimentação global são facilmente eliminadas pela técnica de realimentação local, logo, projetos que de início são ruins podem ser

corrigidos de forma fácil através de realimentação local. Além disso, para a correta aplicação de realimentação global se necessita de um bom conhecimento de certas características do circuito que muitos projetistas não têm. Os erros a serem corrigidos são maiores, assim como outras características do produto em questão, o que levou muitos projetistas e empresas a fazer produtos ruins com realimentação global.

Para piorar as coisas, no passado se atribuiu a ela a culpa por algumas características sonoras dinâmicas que existiam nos amplificadores de então, que só foram compreendidas alguns anos depois. Descobriu-se depois que o problema estava em outras áreas do circuito dos amplificadores que se comportavam mal sob fortes doses de realimentação negativa global. As soluções foram descobertas, introduzidas e de lá para cá a qualidade sonora dos amplificadores modernos e bem projetados é simplesmente impressionante.

Hoje em dia, a maioria dos fabricantes usa realimentação negativa global e os resultados são simplesmente excepcionais em alguns modelos, e, como em tudo na vida, existe ao menos um efeito colateral da realimentação negativa global: é a chamada característica de saturação (clipping). Com pouca realimentação, o amplificador satura gradualmente quando muito exigido, fazendo com que a distorção por saturação seja suave. Esse tipo de distorção é chamado de “soft clipping”.

Com o uso da realimentação, o sinal de saída é forçado a ficar em seu valor máximo o tempo mais longo possível, mantendo a saída saturada por um longo período. Esse fenômeno é chamado de saturação forte, ou “hard clipping”. O efeito sonoro é perceptível, mas projetos modernos contornam esse problema introduzindo um circuito que faz com que o comportamento de um amplificador realimentado na condição de saturação seja de “soft clipping".

Concluímos afirmando que com boas práticas de desenvolvimento de produto se consegue contornar os efeitos secundários em quase todos os problemas abordados. A tecnologia evoluiu muito na última década e não há hoje, em produtos bem projetados, problemas em se utilizar realimentação global em altas doses, desde que o produto seja muito bem projetado, e devemos lembrar, novamente, que amplificadores sem realimentação não existem.

Parâmetros de Thiele/Small para Alto-Falantes Novik

Marcelo Yared*

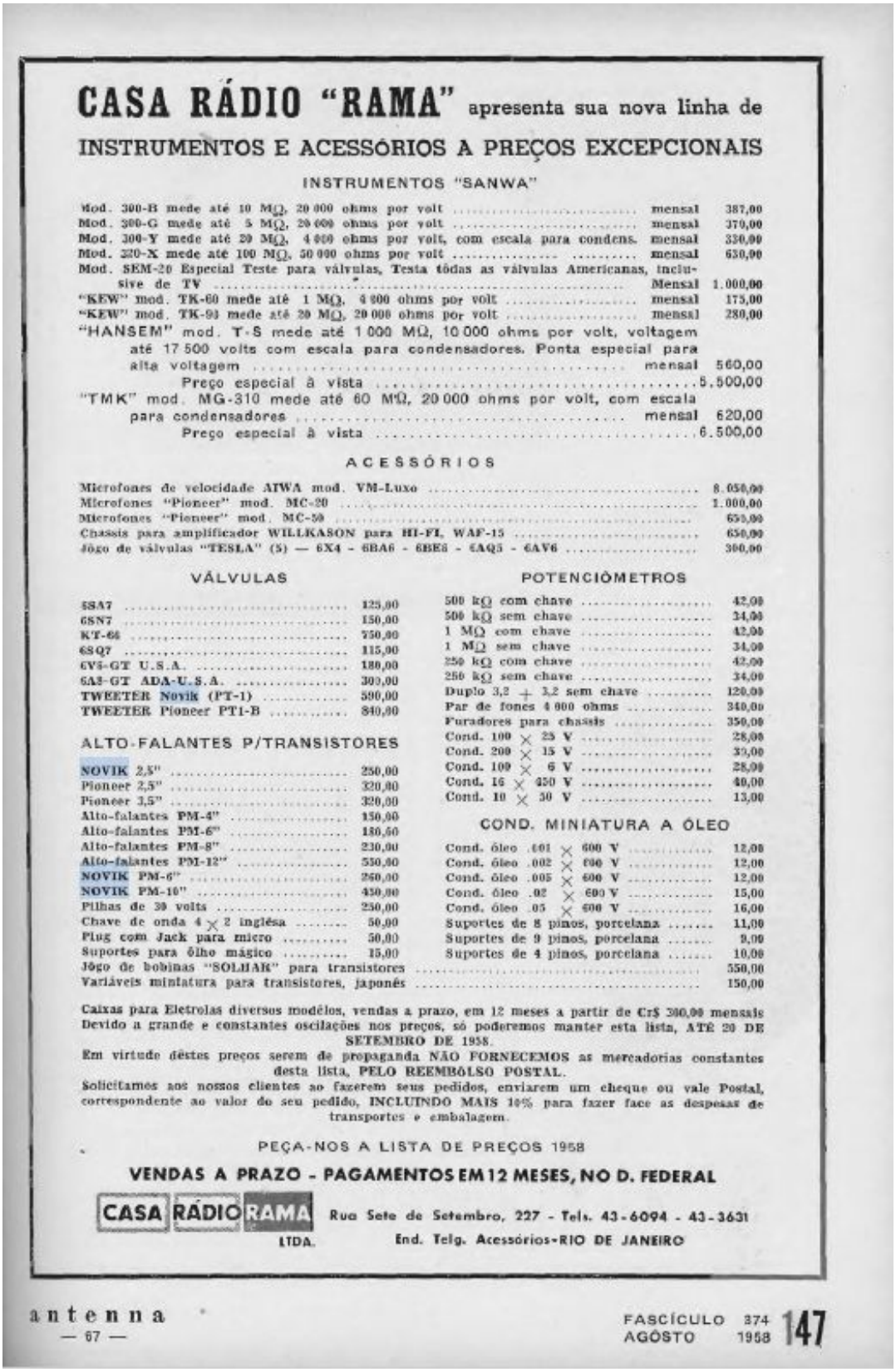
A Novik foi uma empresa especializada na fabricação de alto-falantes e de seus componentes, fundada na década de 1940, no Brasil.

Os que ainda se lembram dela trazem à memória os alto-falantes, mas a empresa, no passado, também fabricava e comercializava outros equipamentos, tais como amplificadores e microfones.



*Engenheiro Eletricista

A Novik fez muito sucesso, se tornou a maior fabricante nacional de alto-falantes e forneceu, durante décadas, modelos para alguns dos principais fabricantes de equipamentos de áudio, rádio e televisão do país. Seus produtos eram conhecidos por sua boa qualidade e preços competitivos.



CASA RÁDIO "RAMA" apresenta sua nova linha de

INSTRUMENTOS E ACESSÓRIOS A PREÇOS EXCEPCIONAIS

INSTRUMENTOS "SANWA"

Mod. 300-B mede até 10 MΩ, 20 000 ohms por volt	mensal	387,00
Mod. 300-G mede até 5 MΩ, 20 000 ohms por volt	mensal	370,00
Mod. 300-Y mede até 20 MΩ, 4 000 ohms por volt, com escala para condens.	mensal	330,00
Mod. 320-X mede até 100 MΩ, 50 000 ohms por volt	mensal	630,00
Mod. SEM-20 Especial Teste para válvulas, Testa tôdas as válvulas Americanas, inclusive de TV	Mensal	1.000,00
"KEW" mod. TK-60 mede até 1 MΩ, 4 000 ohms por volt	mensal	175,00
"KEW" mod. TK-93 mede até 20 MΩ, 20 000 ohms por volt	mensal	280,00
"HANSEM" mod. T-S mede até 1 000 MΩ, 10 000 ohms por volt, voltagem até 17 500 volts com escala para condensadores. Ponta especial para alta voltagem	mensal	560,00
Preço especial à vista		5.500,00
"TMK" mod. MG-310 mede até 60 MΩ, 20 000 ohms por volt, com escala para condensadores	mensal	620,00
Preço especial à vista		6.500,00

ACESSÓRIOS

Microfones de velocidade AIWA mod. VM-Luxo	8.050,00
Microfones "Pioneer" mod. MC-20	1.000,00
Microfones "Pioneer" mod. MC-50	650,00
Chassis para amplificador WILLKASON para HI-FI, WAF-15	650,00
Jôgo de válvulas "TESLA" (5) — 6X4 - 6BA6 - 6BE6 - 6AQ5 - 6AV6	300,00

VÁLVULAS

6SA7	125,00
6SN7	150,00
KT-66	750,00
6SQ7	115,00
6V6-GT U.S.A.	180,00
6A8-GT ADA-U.S.A.	303,00
TWEETER Novik (PT-1)	590,00
TWEETER Pioneer PT1-B	840,00

ALTO-FALANTES P/TRANSISTORES

NOVIK 2,5"	250,00
Pioneer 2,5"	320,00
Pioneer 3,5"	320,00
Alto-falantes PM-4"	150,00
Alto-falantes PM-6"	180,50
Alto-falantes PM-8"	230,00
Alto-falantes PM-12"	550,00
NOVIK PM-6"	260,00
NOVIK PM-10"	450,00
Pilhas de 30 volts	250,00
Chave de onda 4 × 2 inglêsa	50,00
Plug com Jack para micro	50,00
Suportes para ôlho mágico	15,00
Jôgo de bobinas "SOLHAR" para transistores	550,00
Variáveis miniatura para transistores, japonês	150,00

POTENCIÔMETROS

500 kΩ com chave	42,00
500 kΩ sem chave	34,00
1 MΩ com chave	42,00
1 MΩ sem chave	34,00
250 kΩ com chave	42,00
250 kΩ sem chave	34,00
Duplo 3,2 + 3,2 sem chave	120,00
Par de fones 4 000 ohms	340,00
Furadores para chassis	350,00
Cond. 100 × 25 V	28,00
Cond. 200 × 15 V	33,00
Cond. 100 × 6 V	28,00
Cond. 16 × 450 V	40,00
Cond. 10 × 30 V	13,00

COND. MINIATURA A ÓLEO

Cond. óleo .001 × 600 V	12,00
Cond. óleo .002 × 600 V	12,00
Cond. óleo .005 × 600 V	12,00
Cond. óleo .02 × 600 V	15,00
Cond. óleo .05 × 600 V	16,00
Suportes de 8 pinos, porcelana	11,00
Suportes de 9 pinos, porcelana	9,00
Suportes de 4 pinos, porcelana	10,00

Caixas para Eletrolas diversos modêlos, vendas a prazo, em 12 meses a partir de Cr$ 300,00 mensais
Devido a grande e constantes oscilações nos preços, só poderemos manter esta lista, ATÉ 20 DE SETEMBRO DE 1958.
Em virtude dêstes preços serem de propaganda NÃO FORNECEMOS as mercadorias constantes desta lista, PELO REEMBÔLSO POSTAL.
Solicitamos aos nossos clientes ao fazerem seus pedidos, enviarem um cheque ou vale Postal, correspondente ao valor do seu pedido, INCLUINDO MAIS 10% para fazer face as despesas de transportes e embalagem.

PEÇA-NOS A LISTA DE PREÇOS 1958

VENDAS A PRAZO - PAGAMENTOS EM 12 MESES, NO D. FEDERAL

CASA RÁDIO RAMA LTDA.

Rua Sete de Setembro, 227 - Tels. 43-6094 - 43-3631
End. Telg. Acessórios-RIO DE JANEIRO

Anúncio de alto-falantes Novik, de 1958. Observe a diferença de preços para os modelos da Pioneer, à época.

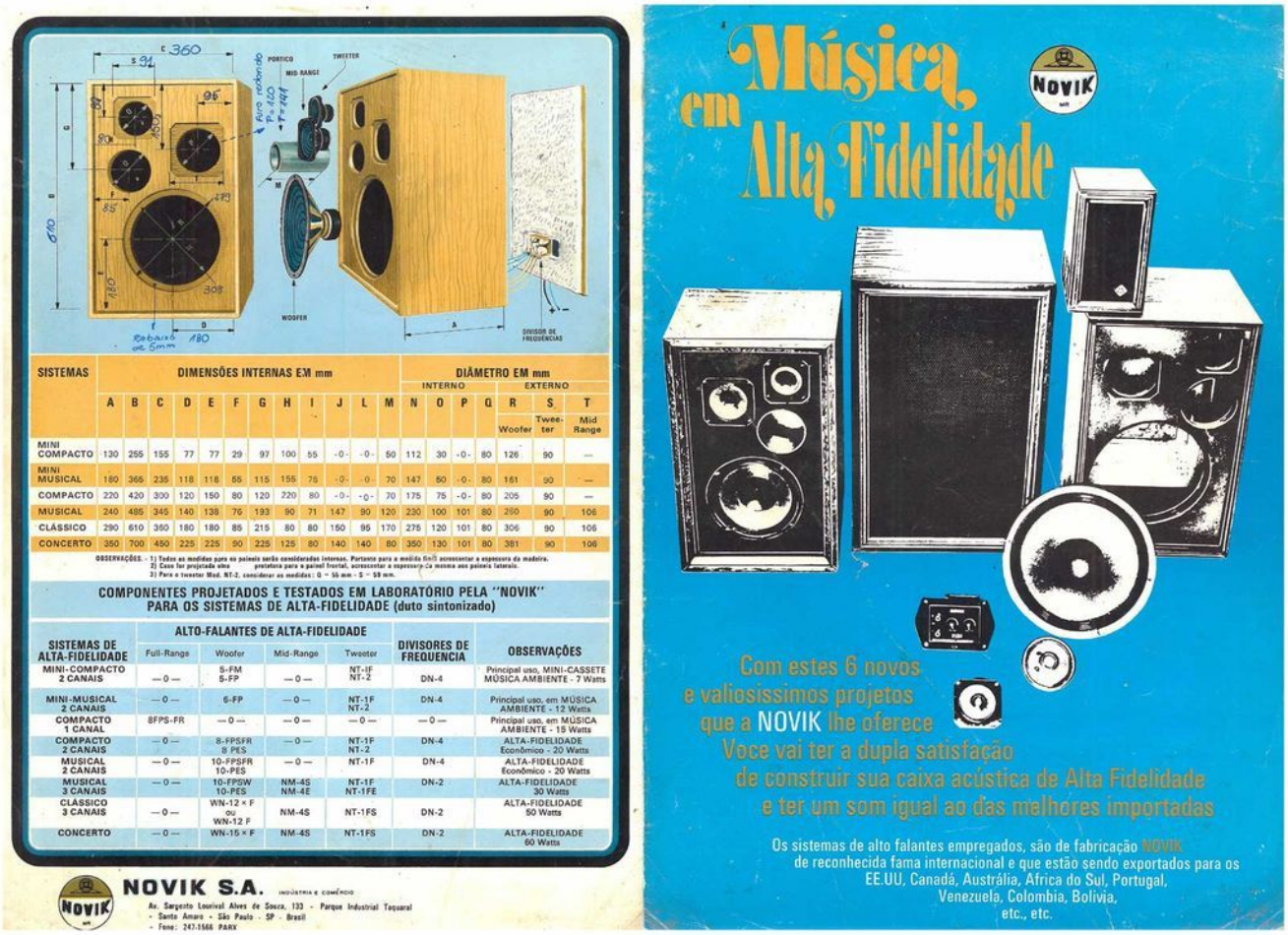
Infelizmente, a empresa fechou suas portas ao fim do século passado e, ainda hoje, podem ser encontrados transdutores usados em bom estado ou caixas acústicas que utilizam seus produtos. Não são raros os que gostariam de fazer caixas ou restaurar modelos antigos com esses alto-falantes.

Muito comum também é a reforma desses componentes, e, nessa altura, deseja-se, muitas vezes, que o falante tenha características similares às de quando ele era novo. Isso é muito difícil, pois diversos parâmetros e qualidades dos falantes dependem de características mecânicas e elétricas de seus componentes originais, tais como reparos, bobinas e suspensões.

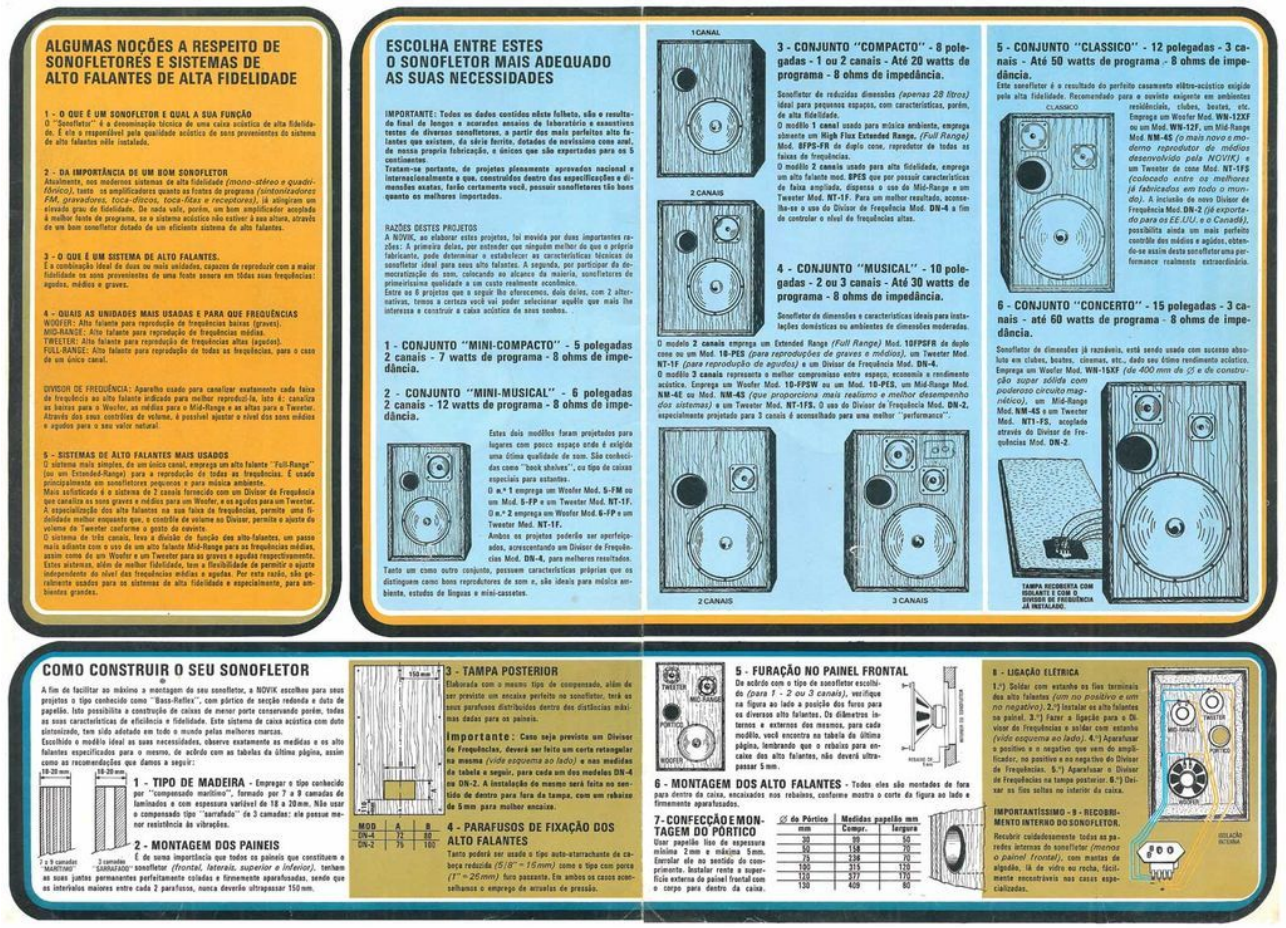
Bons reparadores de alto-falantes podem, entretanto, restaurá-los a uma condição bem próxima das originais. Para tanto, devem atentar para que as características citadas fiquem o mais próximo possível das originais.

Neste sentido, se tudo foi feito adequadamente, é possível que se obtenham características técnicas similares e, então, pode-se tornar realidade o desejo de se ouvir um som reproduzido por um sonofletor Novik, dos “bons tempos”.

Durante as décadas de 60, 70 e 80 do século passado, a Novik publicou catálogos de seus falantes com instruções de montagem de sonofletores residenciais de diversos portes. Muitos sistemas foram montados com essas caixas acústicas.



Capa e contracapa do catálogo Novik – Década de 70



Catálogo Novik – Interior

Na época a evolução dos produtos era mais lenta, bem como havia limitações a importações, de forma que esse catálogo ficou praticamente inalterado por duas décadas.

Um dos modelos, inclusive, como pode ser visto na propaganda abaixo, já era fabricado em 1963 e foi aprimorado no decorrer dos anos.

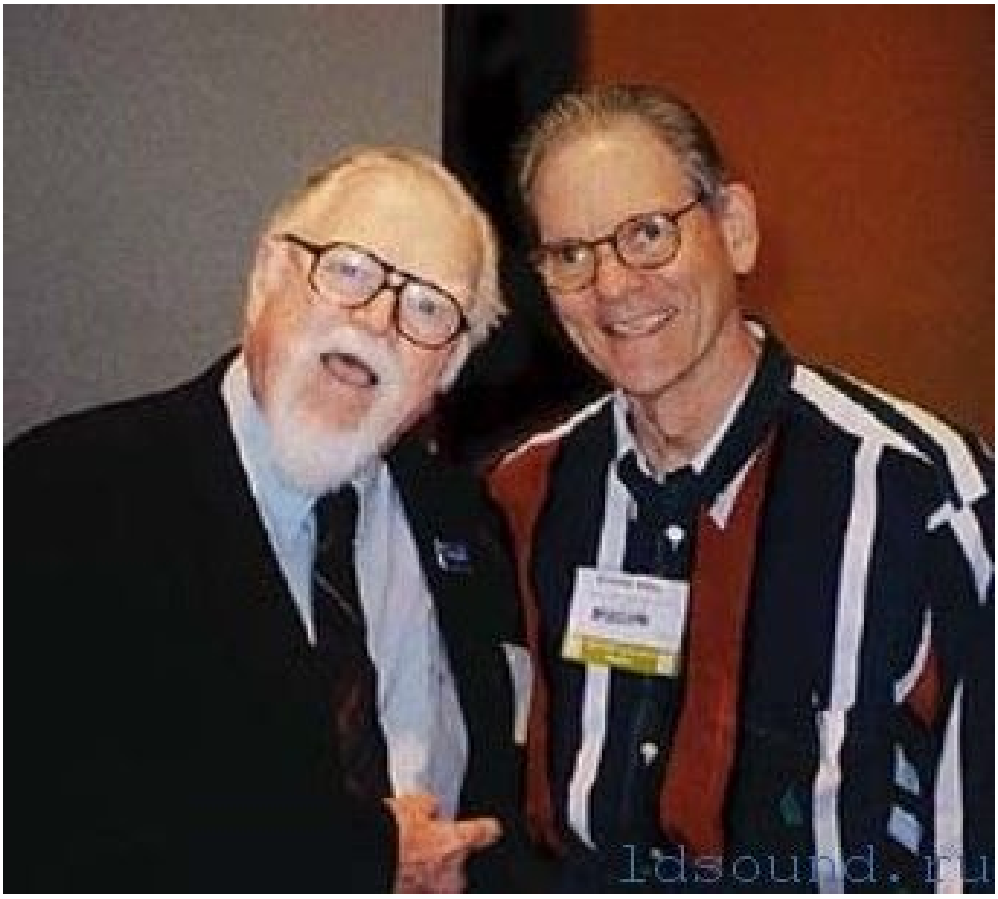
Projetar sonofletores de qualidade sempre foi assunto para especialistas, com vários cálculos complexos, modelamentos eletromecânicos e outras peças de “magia negra” de engenharia. Havia muito empirismo, na tentativa de se oferecer algo mais simples para o público que desejava produzir suas próprias caixas e, muitas vezes, o resultado deixava a desejar.

Algumas empresas, como a Novik e outras pelo mundo, publicavam catálogos com projetos de suas caixas e alguma informação técnica sobre seus produtos, o que simplificava as coisas, mas limitava os projetos.



Propaganda da Novik, de 1960. O alto-falante modelo WN12, muito usado até o final da década de 90, já existia há mais de 30 anos.

THIELE E SMALL



Albert Neville Thiele e Richard H. Small – Início da década de 2000.

Na década de sessenta, esse senhor de barba branca aí na foto de cima, Albert Neville Thiele (infelizmente, já falecido), engenheiro de áudio, publicou um trabalho sobre modelagem de parâmetros para alto-falantes e o sujeito do lado dele, Richard H. Small, então estudante de doutorado na Universidade de Sidney, na Austrália, que havia aceitado uma encomenda para execução de um projeto de caixas acústicas, não tinha a menor ideia de como fazer e estava "batendo cabeça" para entregar o resultado, recebeu uma dica de que o tal artigo era muito bom (apesar de praticamente esquecido durante toda a década de 1960) e resolveu verificar.
Para sua surpresa, a análise do artigo mostrou consistência matemática e o modelamento estava perfeito, permitindo que ele projetasse o sistema encomendado, de forma satisfatória.

O Dr. Small decidiu, dessa forma, direcionar seus estudos para a área de eletroacústica e gerou o que hoje conhecemos como um trabalho fundamental na área, simplificando o projeto de sonofletores. Hoje, com os parâmetros de Thiele/Small, ou T/S, como são conhecidos, e um bom programa de computador, o projeto de sonofletores convencionais tornou-se muito mais simples, e acessível a profissionais e amadores com bom conhecimento do assunto. Vocês podem encontrar, em inglês, uma boa síntese desse trabalho fundamental **aqui**.

No Brasil, a difusão dos trabalhos sobre T/S começou, de forma abrangente, em Antenna, no início da década de 1980, com uma série de artigos do Prof. Paulo Fernando Cunha Albuquerque, que ensinavam a base teórica e também, de forma simples, como medir os alto-falantes e projetar caixas de acordo com a técnica.

Você pode encontrar alguns dos trabalhos do Prof. Paulo Albuquerque **aqui**.

PARÂMETROS THIELE/SMALL DE ALGUNS ALTO-FALANTES DA NOVIK

Talvez pela difusão tardia, alguns fabricantes não divulgavam ou mesmo não mediam os parâmetros T/S de seus produtos. Na época da divulgação de seus projetos, a Novik não o fazia e, hoje, não é fácil encontrar tais informações de forma organizada.

Este articulista, que desde a década de 1980 passou a utilizar os parâmetros T/S no projeto de seus sonofletores, ainda tem alguns falantes Novik guardados e adquiriu outros no decorrer dos anos. Todos ainda estão originais e em boas condições.

Recentemente, alguns amigos em listas de discussões relataram a dificuldade de encontrar os parâmetros, assim, medi novamente os transdutores e compilei a tabela abaixo. Na tabela também há valores medidos pelo Prof. Paulo Albuquerque, de alto-falantes que não tenho em mãos. São os mais comuns de se encontrar, pois eram utilizados em caixas da Polyvox, Sony, Quásar, CCE e outras que ainda hoje funcionam e são muito desejadas pelos colecionadores.

MODELO	Fs (Hz)	Qts	Qes	Qms	Vas (l)	Rdc (Ω)	Znom (Ω)
WN8XA	51	0,31			39		8
WN8X	85,5	0,28	0,37	1,19	12,08	6,9	8
WN10A	33,65	0,41	0,53	1,74	169,19	7,14	8
WN12A	42,8	0,65	0,95	2,05	195,31	7	8
WN12XA	29,5	0,24	0,28	1,55	238,14	4,1	8
WN12X	46	0,45			180		8
WN15XA	22	0,38			770		8
NM5S	240,9	1,23	1,58	5,47		5,87	8
NT1FE	1194	3,52	5,2	10,89		6	8
NT2FS	1222	2,04	4,11	4,05		4,61	8

Parâmetros T/S de vários transdutores Novik

* NM5S de fundo aberto

*** Parâmetros não divulgados no artigo de 1981

*** Parâmetro não medido – transdutores de alta frequência

Com esses parâmetros pode-se ter uma ideia do comportamento dos sonofletores propostos pela Novik, bem como inferir-se o comportamento de caixas acústicas comerciais que os utilizavam.



Tweeter NT2FS e sua embalagem original (e tradicional dos falantes da Novik). Observem que era utilizado em sonofletores da Yang, entre outros fabricantes (a exclusividade citada era, digamos, exagerada)

A empresa também fabricava os divisores para os projetos, que eram suficientes para a formação de um conjunto harmonioso e de boa qualidade.



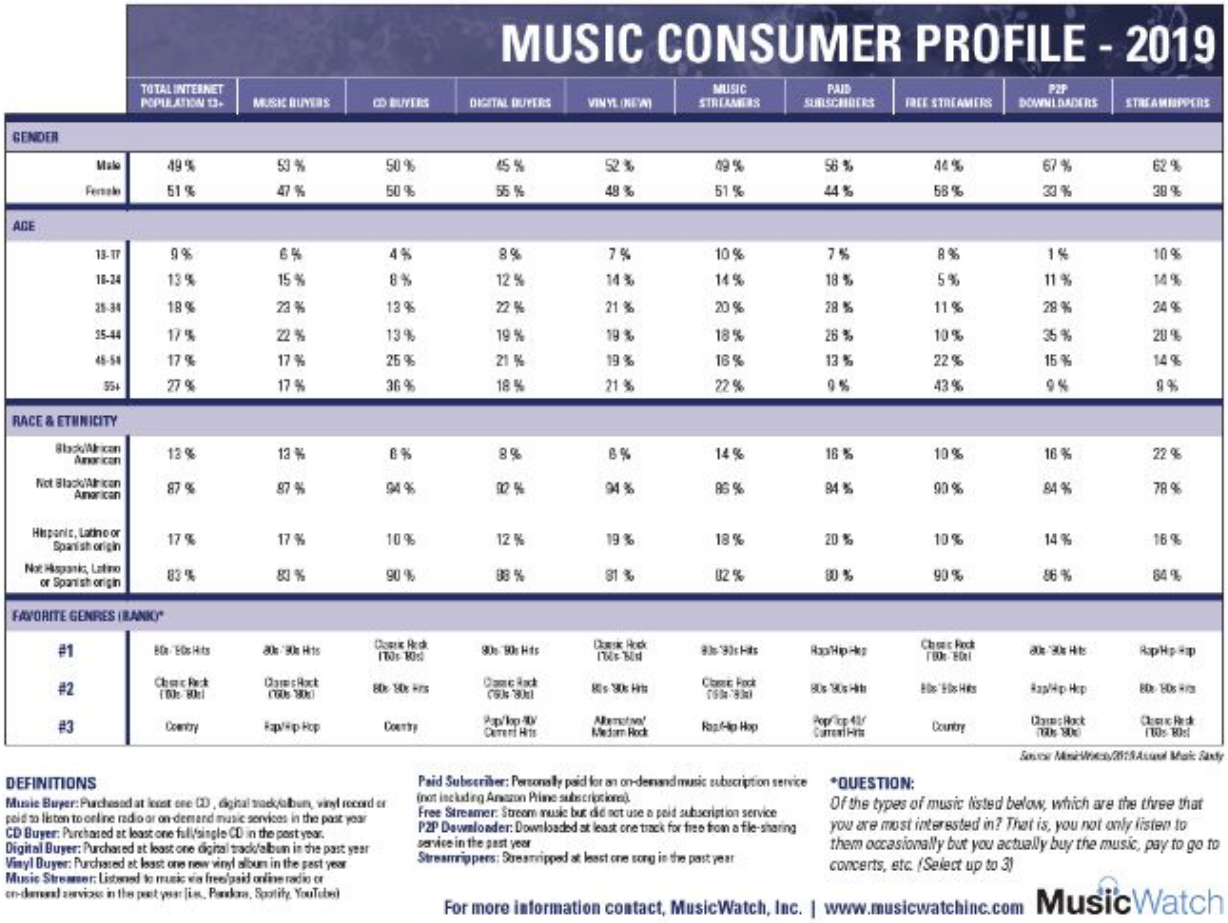
Divisor de frequências de 12dB/8ª ND3 BR

Os alto-falantes da Novik, na época tinham bom preço e permitiam a construção de sistemas de boa qualidade. Eram produzidos em volume, o que, com certeza, diminuía o seu custo unitário. Bom preço e boa qualidade, mais vendas, em um “efeito Tostines” bastante positivo para os consumidores.

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

Álvaro Neiva*

Uma das fontes mais tradicionais de sinais de áudio é a cápsula fonocaptora magnética, usada para reprodução de música gravada em discos de vinil. Essa foi a forma dominante de gravação e reprodução de música comercialmente gravada por mais de 6 décadas (1925 a 1985), e que, até recentemente (2019), está em produção e com participação expressiva no mercado, como mostra o quadro abaixo:



MUSIC CONSUMER PROFILE - 2019

	TOTAL INTERNET POPULATION 13+	MUSIC BUYERS	CD BUYERS	DIGITAL BUYERS	VINYL (NEW)	MUSIC STREAMERS	PAID SUBSCRIBERS	FREE STREAMERS	P2P DOWNLOADERS	STREAMRIPPERS
GENDER										
Male	49 %	53 %	50 %	45 %	52 %	49 %	56 %	44 %	67 %	62 %
Female	51 %	47 %	50 %	55 %	48 %	51 %	44 %	56 %	33 %	38 %
AGE										
13-17	9 %	6 %	4 %	8 %	7 %	10 %	7 %	8 %	1 %	10 %
18-24	13 %	15 %	8 %	12 %	14 %	14 %	18 %	5 %	11 %	14 %
25-34	18 %	23 %	13 %	22 %	21 %	20 %	28 %	11 %	28 %	24 %
35-44	17 %	22 %	13 %	19 %	19 %	18 %	26 %	10 %	35 %	20 %
45-54	17 %	17 %	25 %	21 %	19 %	16 %	13 %	22 %	15 %	14 %
55+	27 %	17 %	36 %	18 %	21 %	22 %	9 %	43 %	9 %	9 %
RACE & ETHNICITY										
Black/African American	13 %	13 %	6 %	8 %	6 %	14 %	16 %	10 %	16 %	22 %
Not Black/African American	87 %	87 %	94 %	92 %	94 %	86 %	84 %	90 %	84 %	78 %
Hispanic, Latino or Spanish origin	17 %	17 %	10 %	12 %	19 %	18 %	20 %	10 %	14 %	16 %
Not Hispanic, Latino or Spanish origin	83 %	83 %	90 %	88 %	81 %	82 %	80 %	90 %	86 %	84 %
FAVORITE GENRES (RANK)*										
#1	80s-'00s Hits	80s-'00s Hits	Classic Rock ('60s-'80s)	90s-'00s Hits	Classic Rock ('60s-'80s)	80s-'00s Hits	Rap/Hip-Hop	Classic Rock ('60s-'80s)	80s-'00s Hits	Rap/Hip-Hop
#2	Classic Rock ('60s-'80s)	Classic Rock ('60s-'80s)	80s-'00s Hits	Classic Rock ('60s-'80s)	80s-'00s Hits	Classic Rock ('60s-'80s)	80s-'00s Hits	80s-'00s Hits	Rap/Hip-Hop	80s-'00s Hits
#3	Country	Rap/Hip-Hop	Country	Pop/Top 40/ Current Hits	Alternative/ Modern Rock	Rap/Hip-Hop	Pop/Top 40/ Current Hits	Country	Classic Rock ('60s-'80s)	Classic Rock ('60s-'80s)

Source: MusicWatch 2019 Annual Music Study

DEFINITIONS

Music Buyer: Purchased at least one CD, digital track/album, vinyl record or paid to listen to online radio or on-demand music services in the past year
CD Buyer: Purchased at least one full/single CD in the past year.
Digital Buyer: Purchased at least one digital track/album in the past year
Vinyl Buyer: Purchased at least one new vinyl album in the past year
Music Streamer: Listened to music via free/paid online radio or on-demand services in the past year (i.e., Pandora, Spotify, YouTube)
Paid Subscriber: Personally paid for an on-demand music subscription service (not including Amazon Prime subscriptions).
Free Streamer: Stream music but did not use a paid subscription service
P2P Downloader: Downloaded at least one track for free from a file-sharing service in the past year
Streamrippers: Streamripped at least one song in the past year

***QUESTION:**
Of the types of music listed below, which are the three that you are most interested in? That is, you not only listen to them occasionally but you actually buy the music, pay to go to concerts, etc. (Select up to 3)

For more information contact, MusicWatch, Inc. | www.musicwatchinc.com MusicWatch

Na década de 50, as cápsulas magnéticas, para responder ao aparecimento dos discos LP (Long Play) de 33 1/3 RPM com gravação em estéreo (2 canais), sulcos de largura reduzida e características de chamada alta fidelidade (faixa de frequências de 30Hz a 15kHz ou mais, e relação sinal a ruído >40dB), tomaram sua forma atual. A capsula fonocaptora magnética é um transdutor mecanoelétrico (já que transforma a vibração mecânica da agulha que trilha o sulco do disco em sinal elétrico) e tem duas principais versões: Magneto Móvel (Moving Magnet ou MM) e Bobina Móvel (Moving Coil ou MC).

O primeiro tipo usa pequenos ímãs permanentes ligados à agulha, os quais induzem o sinal de áudio em bobinas fixas.

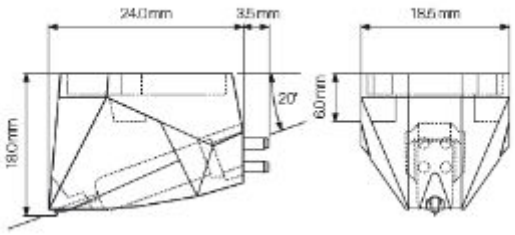
O segundo usa pequenas bobinas ligadas à agulha, que vibram no campo magnético de ímãs permanentes fixos.

* Engenheiro Eletricista

Como a massa ligada à agulha tem que ser a menor possível, as bobinas das capsulas MC levam a uma resposta mais rápida, teoricamente melhores transientes, mas tem menos espiras e uma saída 10 a 20 vezes menor que as das MM, necessitando de amplificação adicional correspondente.



Cápsula montada no braço de um toca-discos

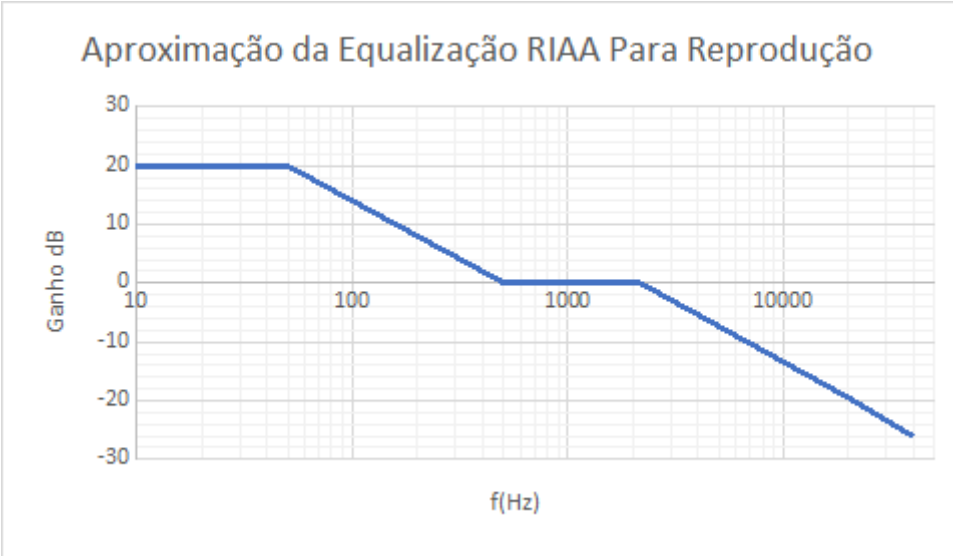


Exemplo de uma cápsula, com suas dimensões

A característica indutiva dos transdutores de gravação e de reprodução, e as limitações de tamanho máximo e mínimo dos sulcos dos discos impõem a necessidade de equalização específica para os equipamentos de gravação e reprodução dos discos. Simplificando, as baixas frequências precisam ser atenuadas para evitar a superposição dos sulcos gravados no vinil e as altas frequências precisam ser acentuadas para melhorar a relação sinal-ruído. Detalhes podem ser encontrados na ref. [1].

Inicialmente havia uma grande confusão quanto a equalização a ser usada, mas em 1954 a RIAA (Recording Industry Association of America) criou um padrão finalmente aceito e usado até hoje. Durante um bom tempo, o projeto de um bom pré-amplificador e equalizador para cápsulas magnéticas foi um dos maiores desafios para os projetistas de amplificadores de áudio, afinal trata-se de um circuito que precisa de ter alto ganho, baixo ruído e uma **resposta em frequência** sob especificação rígida.

A aproximação por linhas retas (assíntotas) para o comportamento do ganho em função da frequência seria como no gráfico a seguir, onde a linha 0dB corresponde ao ganho nas frequências médias (@1kHz), portanto o ganho real em dB seria a soma deste ganho (@1kHz) com o valor em cada frequência:



O padrão pede um ganho em baixas frequências cerca de 20dB acima do valor a 1kHz (faixa média), caindo a 6dB/oitava ou 20dB/década, a partir de 50,05Hz até 500,5Hz; ficando estável de 500,5Hz até acima de 2kHz, ou mais exatamente 2,122kHz, e caindo a partir daí também a 6dB/oitava, indefinidamente. A razão para a queda continuada é evitar a passagem de sinais de RF ou ultrassônicos (provocados por cliques causados por sujeira, por exemplo), capazes de gerar distorções em estágios posteriores de amplificação.

Essas frequências características são especificadas pela constante de tempo de um circuito RC que gere uma variação de 3dB na frequência correspondente, como abaixo:

$$T_3 = \frac{1}{2\pi\,50{,}05} = 3180\,\mu s$$

$$T_4 = \frac{1}{2\pi\,500{,}5} = 318\,\mu s$$

$$T_5 = \frac{1}{2\pi\,2122} = 75\,\mu s$$

Como exemplo, ao computar o ganho real de um filtro RC do tipo passa-baixas, com uma única constante de tempo, o gráfico do ganho em função da frequência será uma curva que tem um erro de 3dB na frequência de corte e valores de erro menores para frequências que se afastam dela. Mas, mesmo uma oitava abaixo, o erro é de 1dB, e um filtro desse tipo, com corte a 50Hz causa um erro de uns 0,7dB a 20Hz:

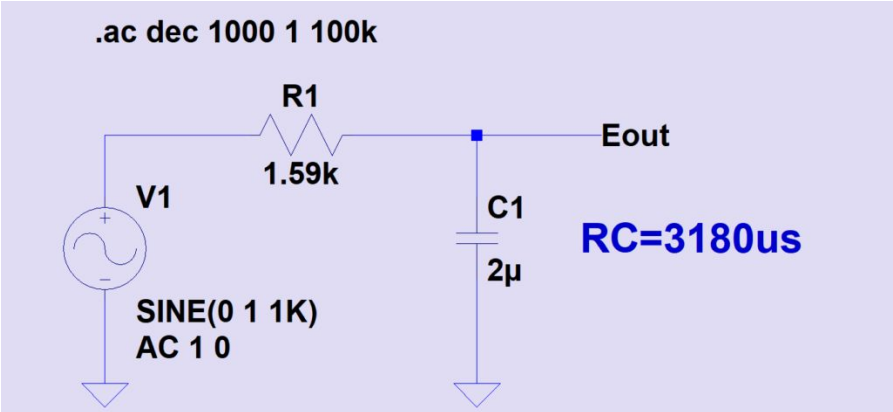


Figura 2

A inclinação da queda de 6dB/oitava ou 20dB/década só será alcançada a partir da primeira década acima da frequência de corte.

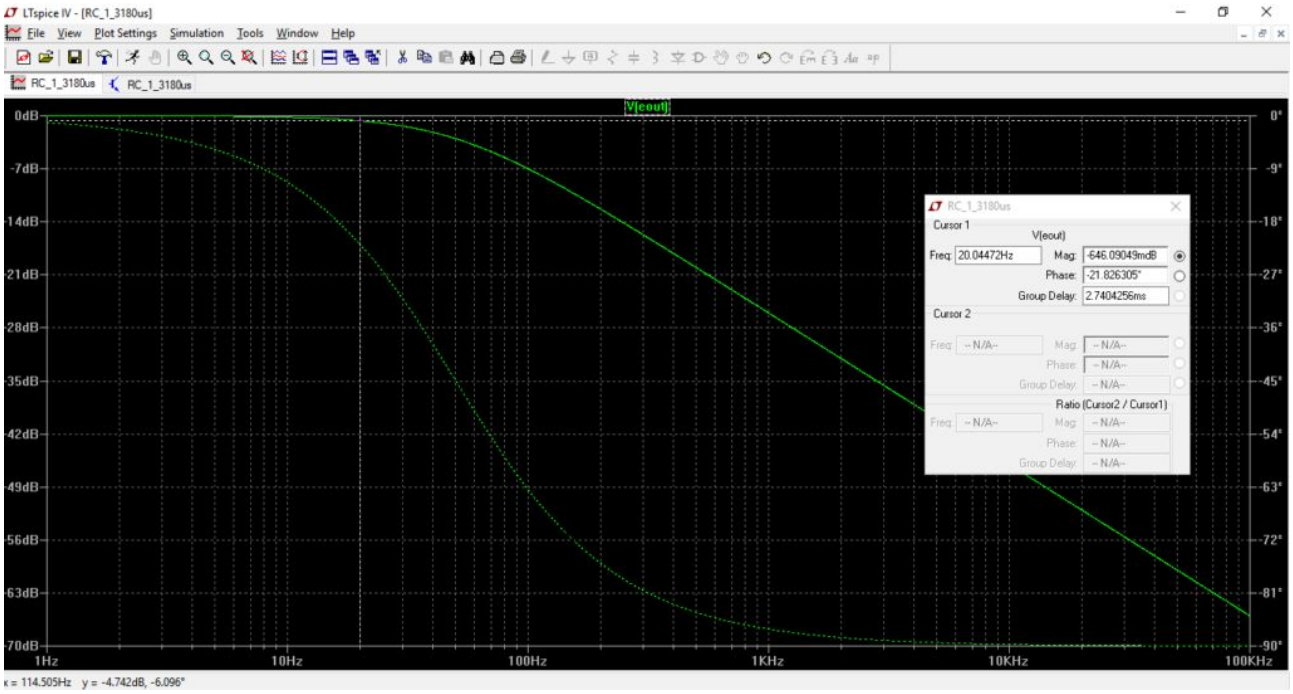


Figura 3

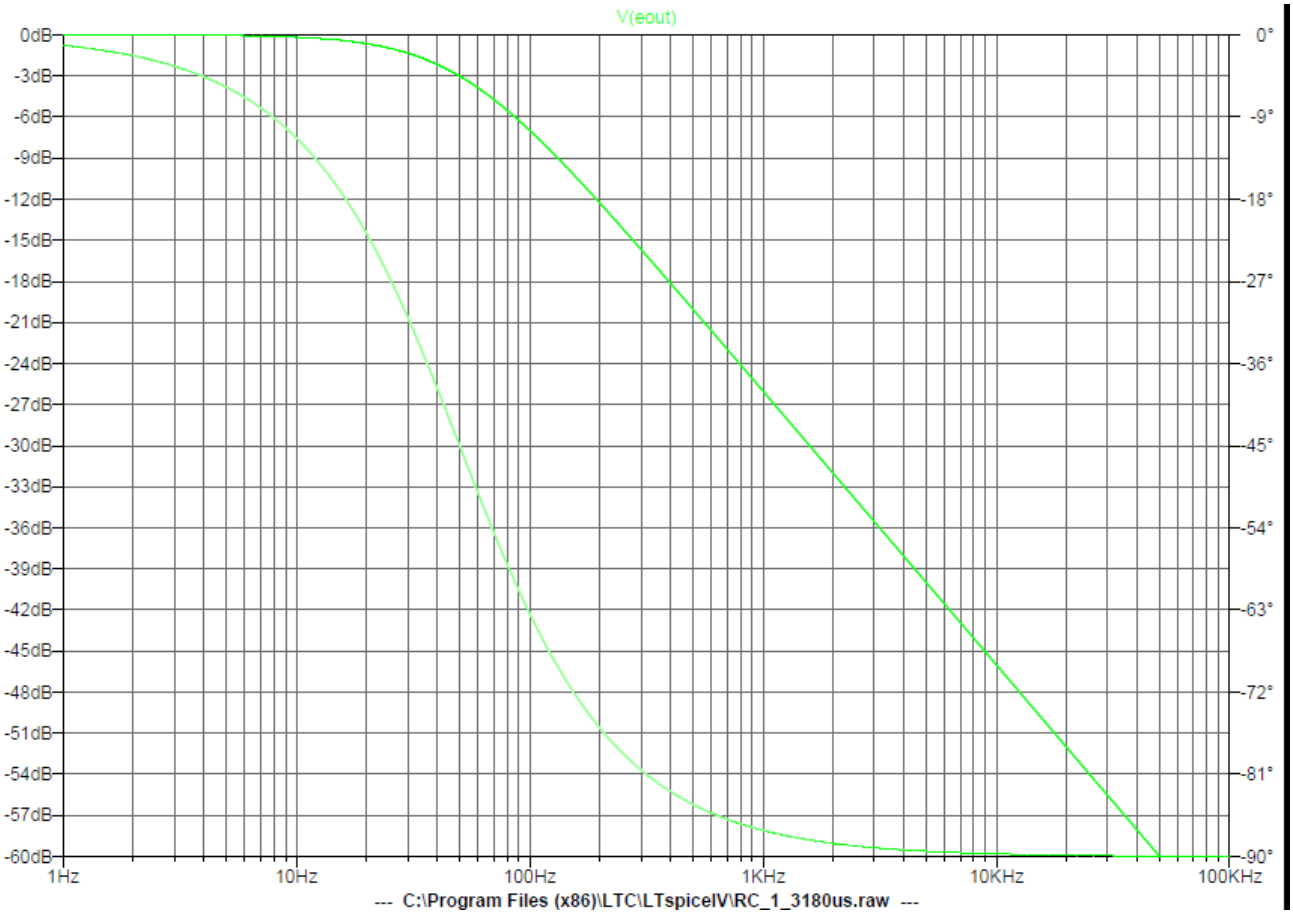


Figura 4

Computando os erros causados por cada constante de tempo RC do circuito na vizinhança de cada frequência característica chega-se às tabelas de ganho e curvas padronizadas publicadas em várias referências como [1] (Tab. 1).

Curva RIAA	
f(Hz)	Ganho(dB)
20	19,3
30	18,6
40	17,3
50	16,9
60	15,5
80	14,5
100	13,1
150	10,3
200	8,2
300	5,5
400	3,8
500	2,6
800	0,7
1000	0
1500	-1,4
2000	-2,6
3000	-4,8
4000	-6,6
5000	-8,2
6000	-9,6
8000	-11,9
10000	-13,7
15000	-17,2
20000	-19,6

Tabela 1

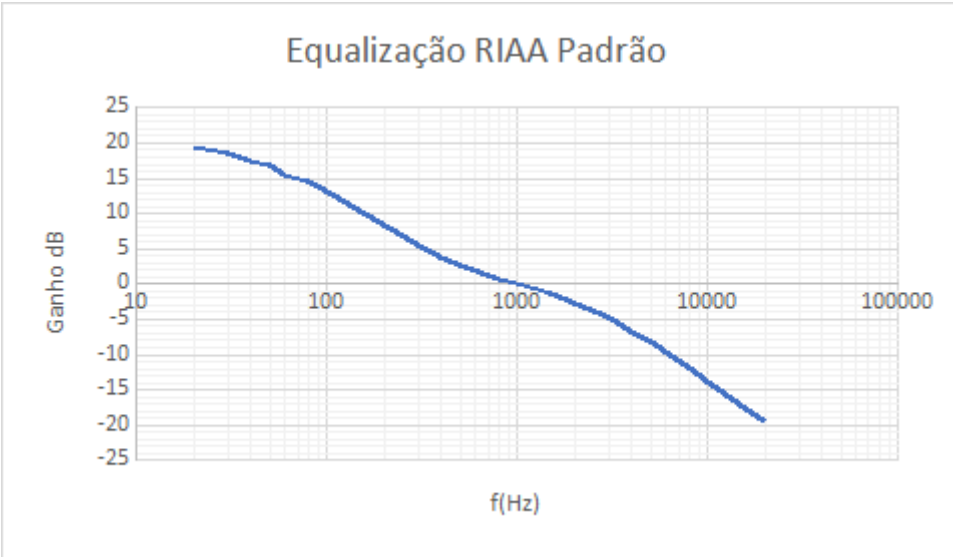


Figura 5

Qualquer circuito que pretenda fazer a correção de resposta necessária deve ter essa curva de resposta em frequência ou o mais próximo possível disso.

Observando as características de uma cápsula do tipo MM (moving Magnet), fabricada atualmente, podemos observar o típico nível de saída de 5mV a 1kHz e a impedância de carga recomendada. Exemplo de características de uma cápsula comercial (atual):

Output voltage at 1000 Hz, 5cm/sec. – 5 mV (rms)
Channel balance at 1 kHz – 1 dB
Channel separation at 1 kHz – 26 dB
Channel separation at 15 kHz – 15 dB
Frequency range at – 3dB – 20-31.000 Hz
Frequency response – 20-20.000 + 2 / – 0 dB
Internal impedance, DC resistance – 1,2 kohm
Internal inductance – 630 mH
Recommended load resistance – 47 kohm
Recommended load capacitance – 150-300 pF

De posse desses dados, vai ser possível projetar o estágio de preamplificação para interface com esse transdutor.

Tratando-se de um projeto, a primeira decisão a tomar será qual o ganho nas frequências médias, tomando 1kHz como referência.

Uma primeira ideia, partindo dos dados da capsula mostrada, seria levar a saída para 1Vrms ou 1,41Vpico, um valor de tensão capaz de levar muitos amplificadores à potência máxima. Para isso seria necessário um ganho de 200 vezes ou 46dB. Mas, analisando com atenção, o valor indicado de saída foi obtido nas condições indicadas e para essa cápsula em particular. Isso significa que pode haver níveis muito mais altos durante a reprodução de música gravada e/ou com outras cápsulas.

É possível achar na literatura [2], menção a valores de pico de 135mV para gravações de música com volume elevado e capsulas de alta sensibilidade. Isso levaria a 27Vpico na saída... difícil de conseguir, especialmente com circuitos transistorizados que tenham alimentação menor que 30 Vcc (total).

Essa é uma boa razão para a escolha de valores como 40dB ou 34dB (100 vezes ou 50 vezes), ou menos, na maioria dos circuitos comerciais.

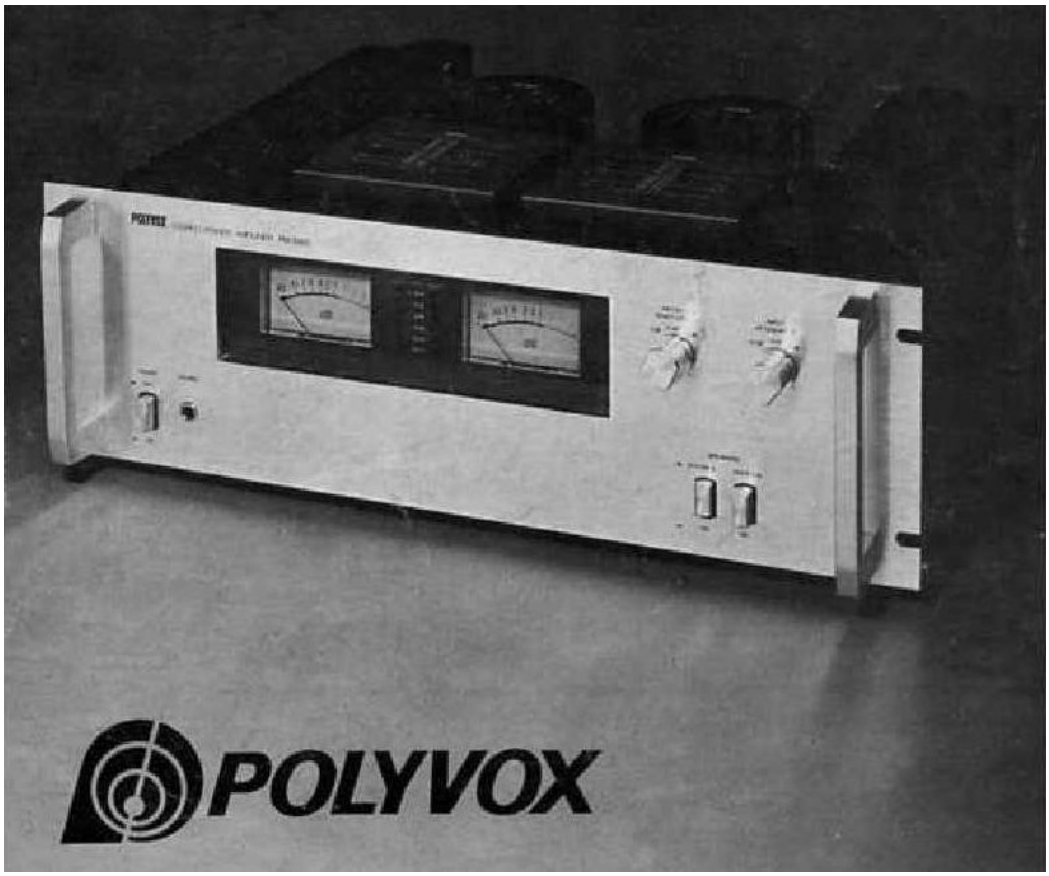
Outra razão é o ganho necessário em baixas frequências, cerca de 20dB acima (10 vezes), isso significa um ganho a 20Hz de 60dB (1000 vezes) ou 54dB (500 vezes).
Conseguir esse ganho com precisão, baixa distorção e estabilidade, frente à variação das características dos elementos ativos, não é tarefa fácil.

Para atingir esse objetivo, vai ser preciso usar alguma forma de realimentação negativa importante, mesmo que seja local e não global.

Continua na próxima edição... Mas, enquanto ela não chega, que tal conhecer a história do inventor do som estereofônico, clicando **aqui**?

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.

ANÁLISE DO AMPLIFICADOR POLYVOX PM 5000



Marcelo Yared*

Nesta edição faremos a análise objetiva do amplificador Polyvox PM 5000.
Foi lançado na década de 70 e tornou-se um ícone, não somente por seu design muito bonito mas também por oferecer potência e demais características diferenciadas para a época, e foi utilizado com muito sucesso em sonorização. Sempre teve fama de muito robusto. Não era barato.

A propaganda da época, inclusive, procurava focar na exclusividade, sofisticação e potência do produto, que fazia parte da Linha 5000 da empresa.



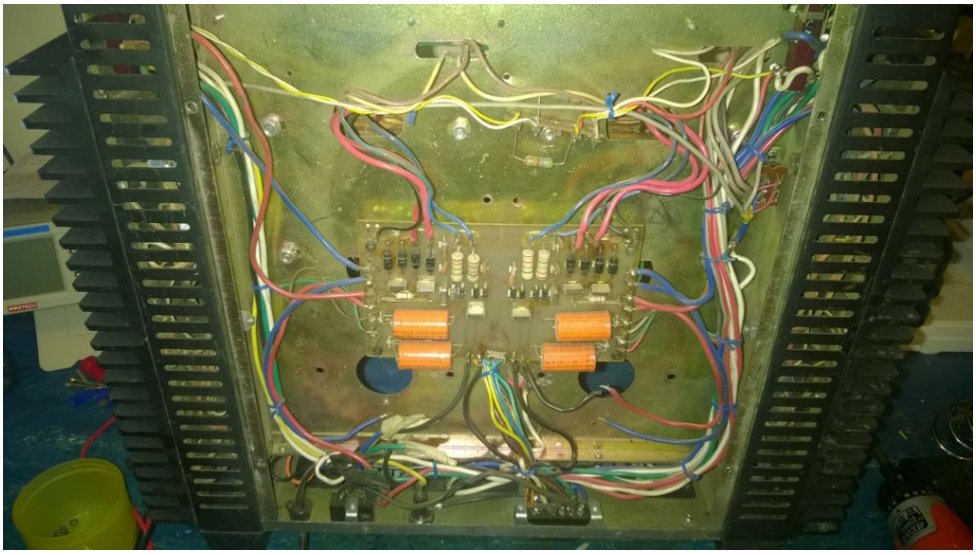


*Engenheiro Eletricista

O conjunto é muito bonito e de porte que impressiona, com bom design e acabamento em alumínio escovado. Foram incorporadas inovações tecnológicas que, à época, com as restrições às importações, eram novidade em nosso país, tais como a tração direta no toca-discos.

Esta unidade foi por mim adquirida para o fim específico de restauração, necessitando de refazimento de sua serigrafia do painel frontal e das suas caixas de transformadores e capacitores de filtro.
Todas as chaves e conectores, à exceção de um borne de ligação de alto-falantes, com a cabeça plástica quebrada, estavam em boas condições e necessitaram apenas de limpeza e de lubrificação.

Vemos uma montagem razoavelmente organizada, mas que nesta unidade já passou por alguma manutenção e estava com a fiação desarrumada, com a utilização de componentes de qualidade, próprios para um equipamento robusto. Digno de nota é observar que foi o primeiro amplificador de potência que analisei que apresentava toda a construção em PCIs de fibra de vidro.



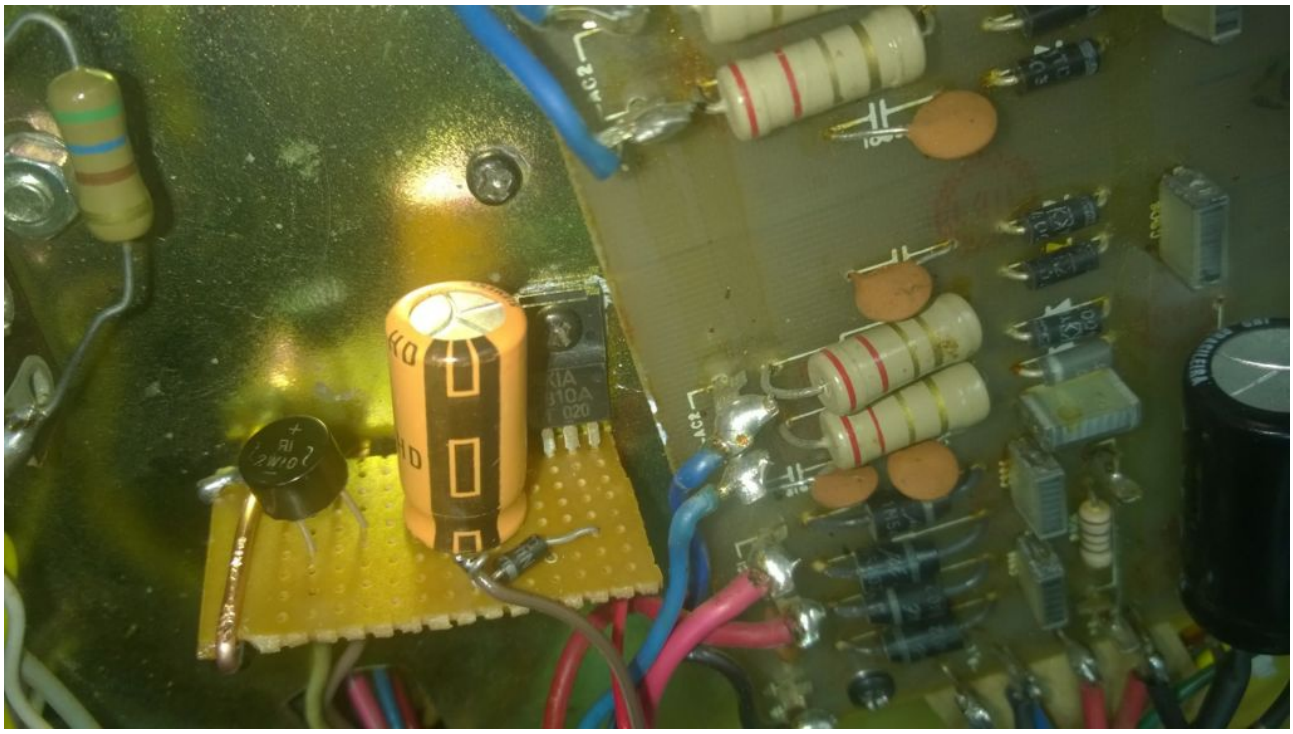


Todos os capacitores eletrolíticos tiveram que ser substituídos. O amplificador aparentava ter sido bastante utilizado em níveis elevados de potência, o que degrada, normalmente, tais componentes e torna sua substituição obrigatória para o correto funcionamento dos circuitos.

Não alteramos os valores da filtragem original. Isso, emho, não se constitui grande problema, dadas as especificações de potência de saída declaradas do PM 5000 (150W/8Ω/220W/4Ω).



Para aumentar a durabilidade das lâmpadas, bem como diminuir a intensidade de corrente AC circulando nas placas internas do amplificador, montei um pequeno circuito regulador com um integrado 7810 e um diodo, alimentando-as então com 10,7Vdc, aumentando sua durabilidade e controlando o brilho, que variava conforme a tensão de entrada.



Inicialmente alimentamos as placas de amplificação com os valores indicados no diagrama esquemático (64V e 59,5V), utilizando-se uma fonte externa. A tensão sobre os resistores de emissor dos transistores decorrente de repouso foi ajustada para aproximadamente 26mV, para baixa distorção de transição. Após a troca de um led danificado do VU e das três lâmpadas do painel do aparelho, das quais uma estava queimada e as demais já apresentavam em seus bulbos sinais de que não durariam muito,

montamos todas as placas no chassis e energizamos o amplificador, de forma controlada, com a utilização de um variac.

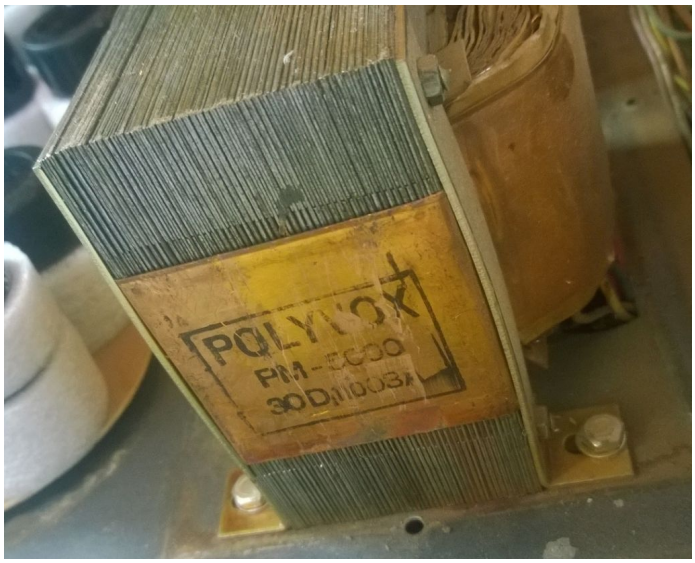
Tudo ok, sem sobressaltos, passamos então ao ajuste dos VUs, regulando os trimpots para, em 0dB, indicar-se 75W/8Ω, conforme o manual do equipamento, que, aliás, é muito bom, bastante completo e esclarecedor.



Manual esse que lembra ao usuário que o amplificador poderá, inclusive, fornecer mais potência do que a especificada.
De fato, se consideramos as tensões sem carga indicadas no esquema e, “de orelha”, poderíamos chegar a algo em torno de 180W contínuos em 8Ω... se a fonte tivesse capacidade para isso.

Infelizmente os transformadores utilizados não entregam, na tensão nominal de entrada, os valores apontados sem carga no esquemático, apresentando valores bastante inferiores. Dos quase 60V do esquemático conseguimos apenas aproximadamente 54V sem carga.

Preocupado com a questão, resolvi avaliar melhor os transformadores. Me parecem originais e, a menos que tenham sido reenrolados (pouco provável), demonstram uma qualidade construtiva ruim, com chapas mal estaqueadas, e com certeza apresentam baixa eficiência, além de vibrarem quando da entrega de potências elevadas pelo amplificador. Estranhíssimo se considerarmos a qualidade dos demais componentes e a boa construção do amplificador.



Não somente isso, mas no esquemático vê-se que os enrolamentos primários são de 120V, ou seja, quando em série, perfazem 240V para a linha de entrada. No meu caso, onde a rede é nominal de 220V, teríamos então, teoricamente, por regra de três simples, 220×59,5/240, aproximadamente 54V de tensão, sem carga. Com isso, a potência a ser disponibilizada cai significativamente.

Para testar a hipótese, considerando-se que poderia também a tensão do secundário do transformador ter sido diminuída em fábrica, por exemplo, alimentamos o amplificador com 240Vca e obtivemos, no secundário que alimenta as lâmpadas do painel, exatamente 12Vca, como descrito no esquemático. Com a tensão de 220Vca no primário, a tensão respectiva cai para menos que 11Vca.

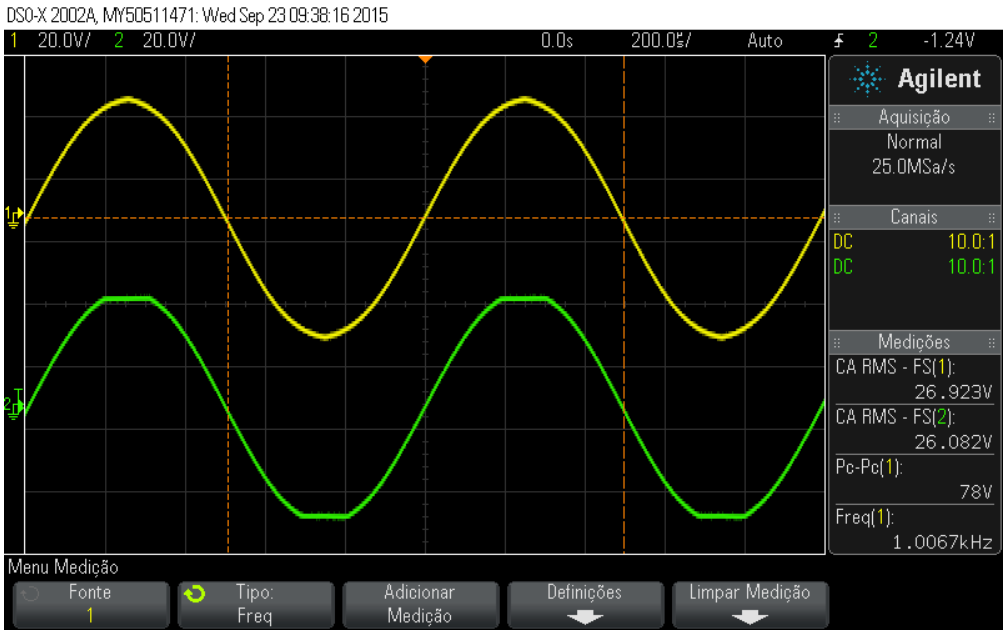
O PM5000 então apresenta tensão na fonte igual à especificada, por projeto, somente quando alimentado com as tensões superiores nominais especificadas no manual (120Vca, 127Vca, 240Vca e 260Vca) e isso cria algumas dificuldades do ponto de vista de ajuste de corrente de repouso, distorção e outros parâmetros.

Resolvi então fazer os testes alimentando o amplificador com 240Vca no seletor em 220Vca (limite máximo definido no manual) e observar se os valores seriam compatíveis com os do manual.

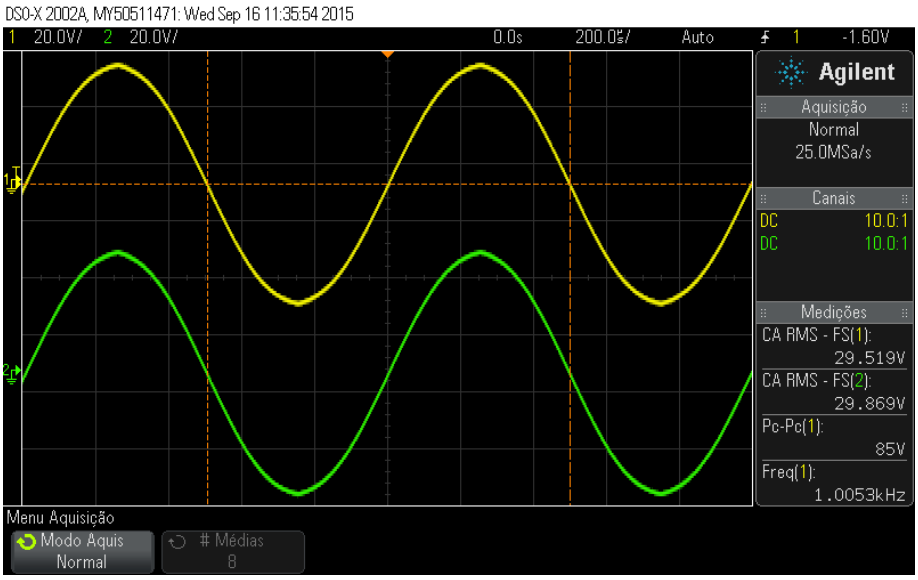
MEDIÇÕES

Os valores medidos ficaram abaixo dos especificados, mas próximos, com uma pequena perda, ainda ocasionada pelas fontes. Os resultados estão na tabela abaixo, considerando-se como similares as medições em 120Vca (manual Polyvox) e 240Vca (minha medição):

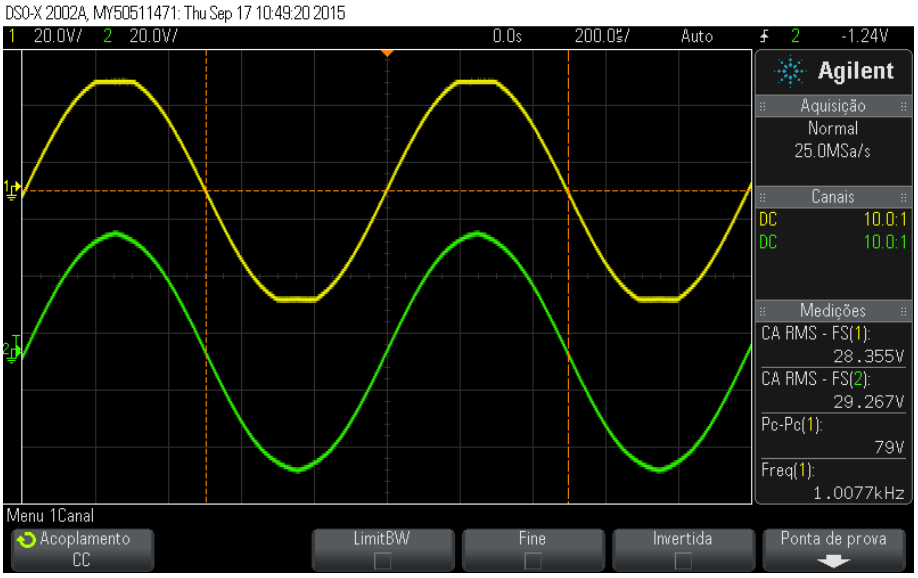
Potência Máxima Contínua 1kHz – Watts	**Medida**	**Manual**
Um canal em carga – 240Vca – 8Ω	140,3	Não Fornecida
Dois canais em carga – 240Vca – 8Ω	135,3	150 (120Vca)
Dois canais em carga – 220Vca – 8Ω	111,7	Não Fornecida
Um canal em carga – 240Vca – 4Ω	228,0	Não Fornecida
Dois canais em carga – 240Vca – 4Ω	214,6	220 (120Vca)
Dois canais em carga – 220Vca – 4Ω	180,9	Não Fornecida



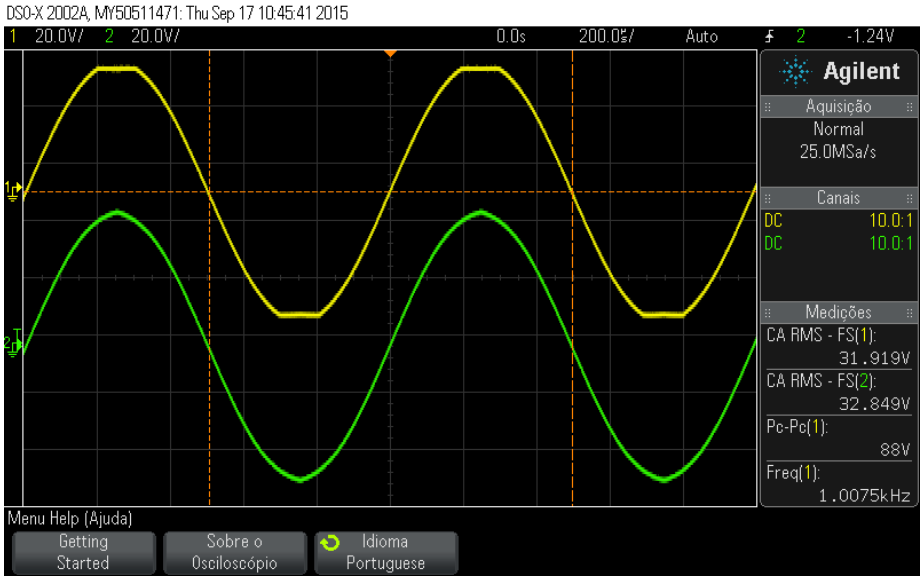
Potência máxima em 4 ohms/1kHz – 240Vca



Potência máxima e 8 ohms/1kHz – 220Vca



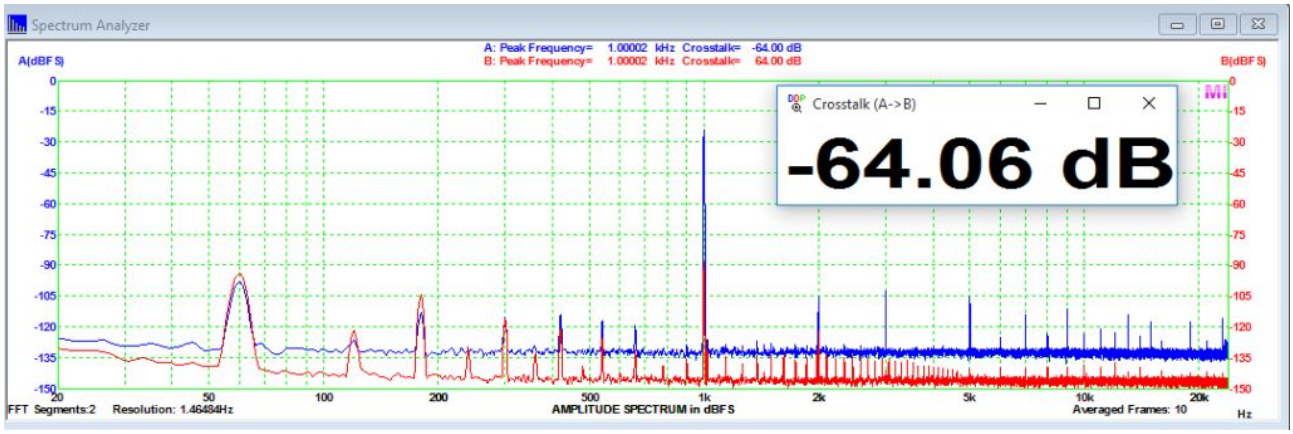
Potência máxima em 4 ohms/1kHz – 240Vca



Potência máxima em 8 ohms/1kHz – 240Vca

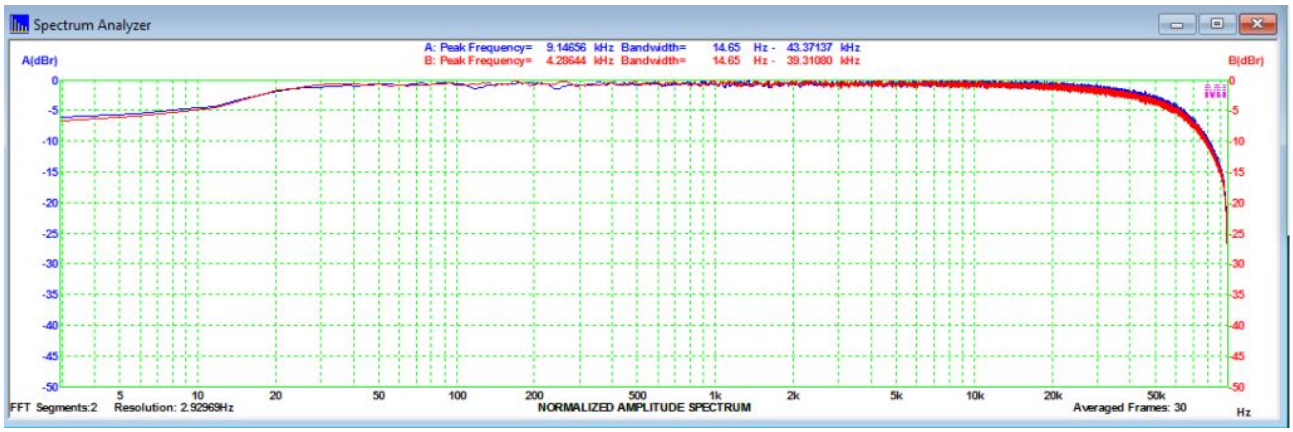
Além do ceifamento prematuro de um dos canais, temos então a potência máxima em 220Vca inferior em aproximadamente 17% da nominal em 8Ω (18% em 4Ω), impedância essa que, aliás, é a recomendada pelo fabricante para operação normal, em seu manual.

Nada obstante, os valores são bons e mostram um amplificador potente. Se por um lado temos a redução da potência em regimes normais, por outro a confiabilidade do produto, considerada a qualidade da rede elétrica na década de 70 por esse Brasil afora, aumentou consideravelmente.
O nível de **crosstalk** foi medido a -57dB, aproximadamente. Após algum rearranjo na fiação de terra do circuito, na fonte, colocando todos os terras de sinal o mais próximo possível do centro do aterramento principal e isolando os secundários de 12V dos transformadores conseguimos, a 1W/8Ω/1kHz, -64dB, valor bom. Caso a fiação e o conjunto de circuitos de entrada fossem modificados, atingiríamos valor melhor, com certeza.



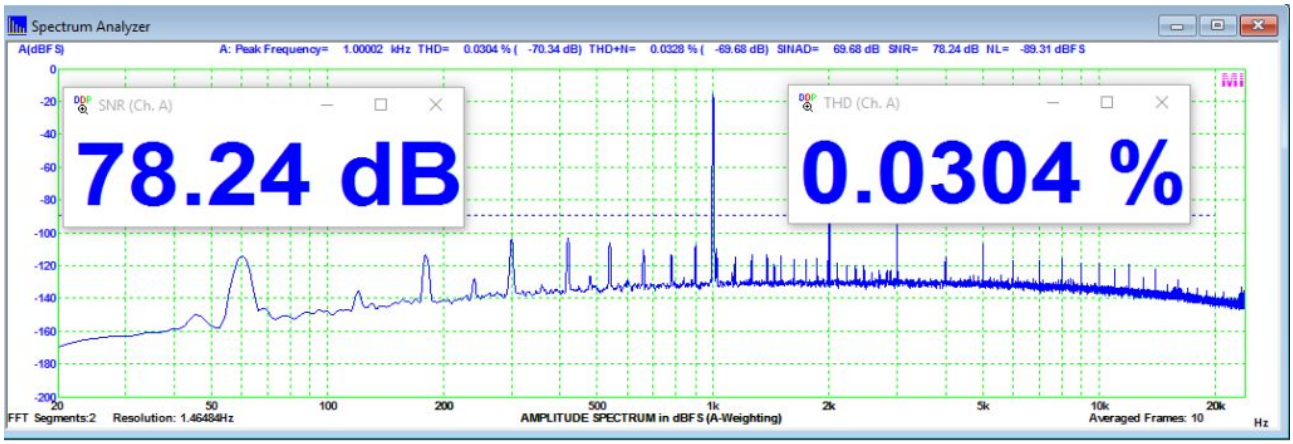
Crosstalk a 1W/1kHz/8ohms

Em relação à resposta em frequência, foi medida praticamente plana entre 15Hz e 50kHz a 10W/8Ω, -3dB, característica muito boa. Pelo manual, a 1W, de 10Hz a 80kHz.

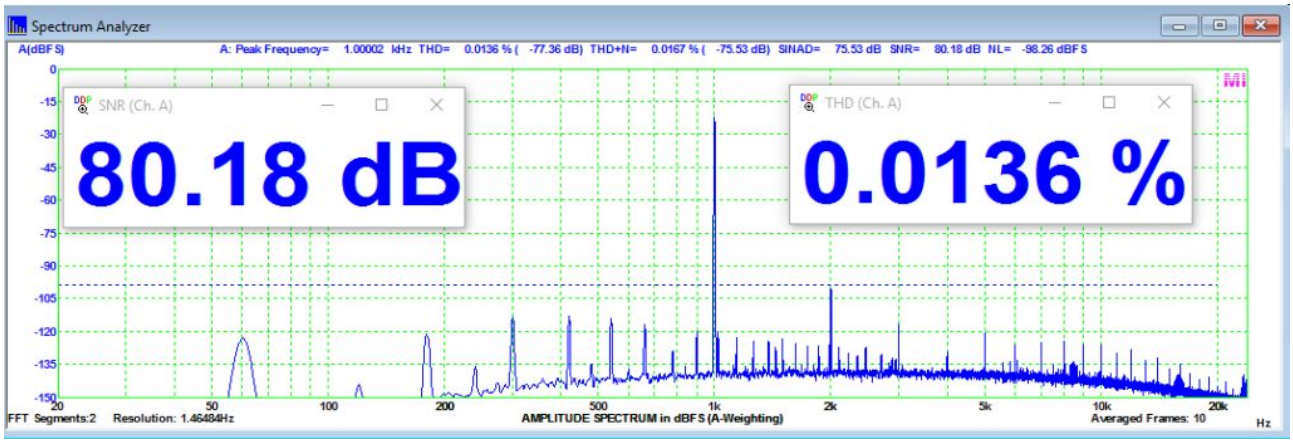


Resposta em frequência a 10W/8Ω – Pink Noise

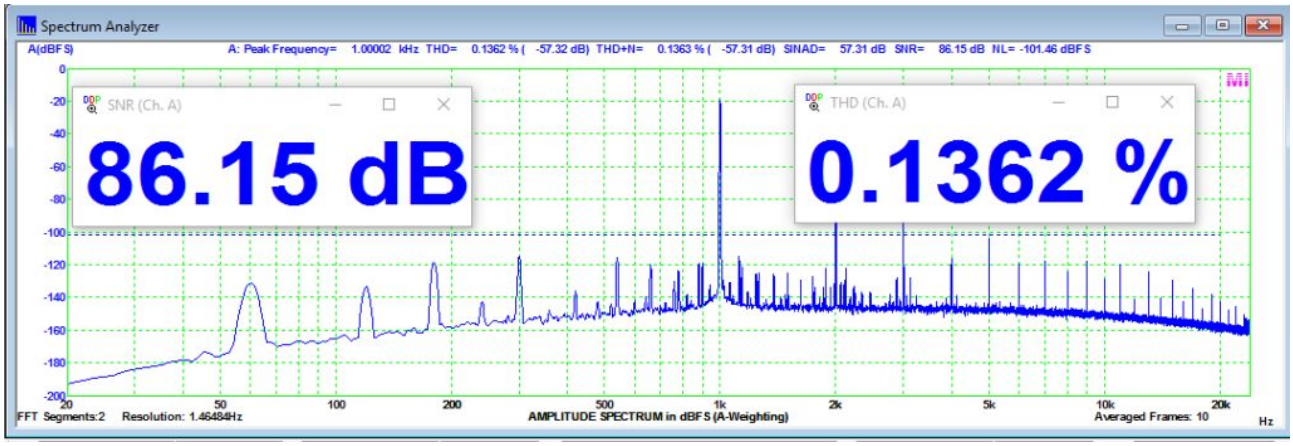
Quanto às distorções harmônicas e por intermodulação, observamos que os seus valores são bem melhores ou bastante próximos aos especificados no manual (máximo de 0,1%), em 1kHz, exceção feita aos obtidos em condições próximas ao limite de potência e carga.



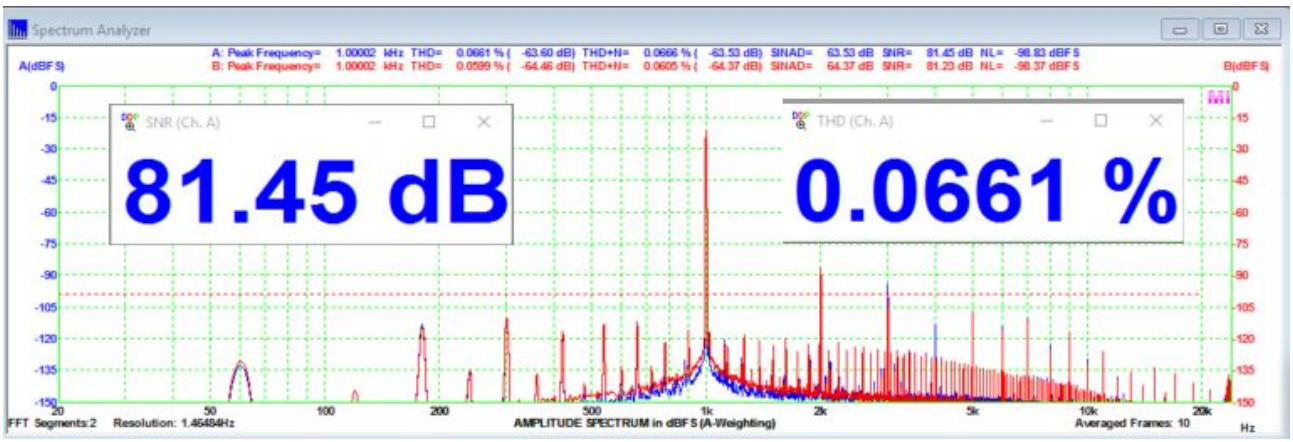
THD 1W/4ohms/1kHz



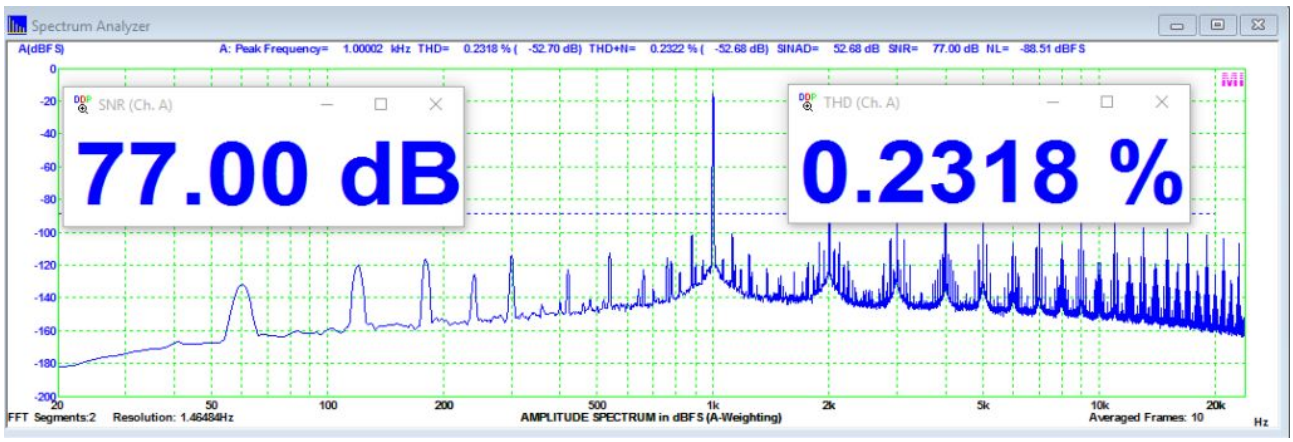
THD 1W/8ohms/1kHz



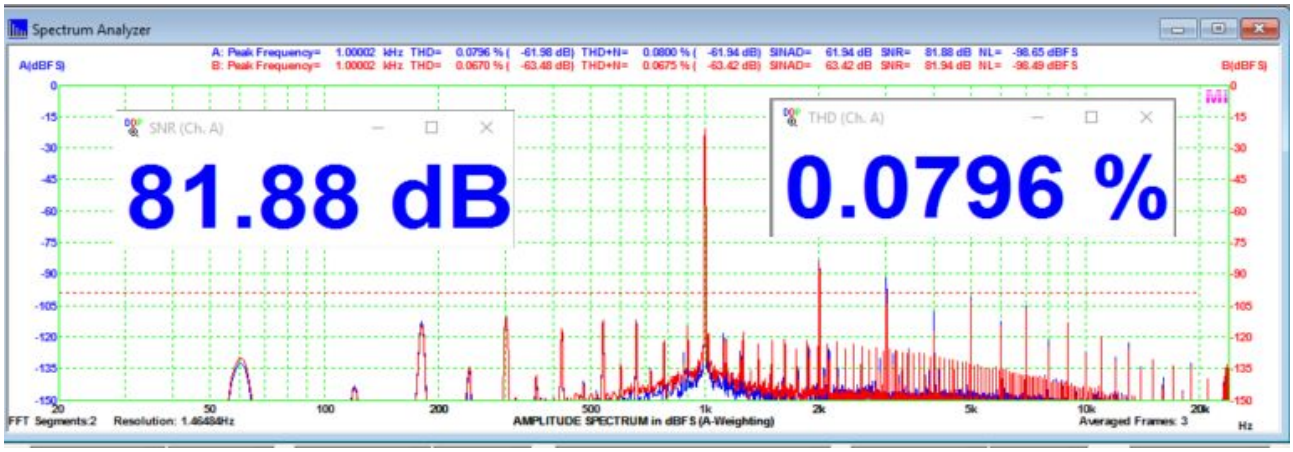
THD 100W/4ohms/1kHz



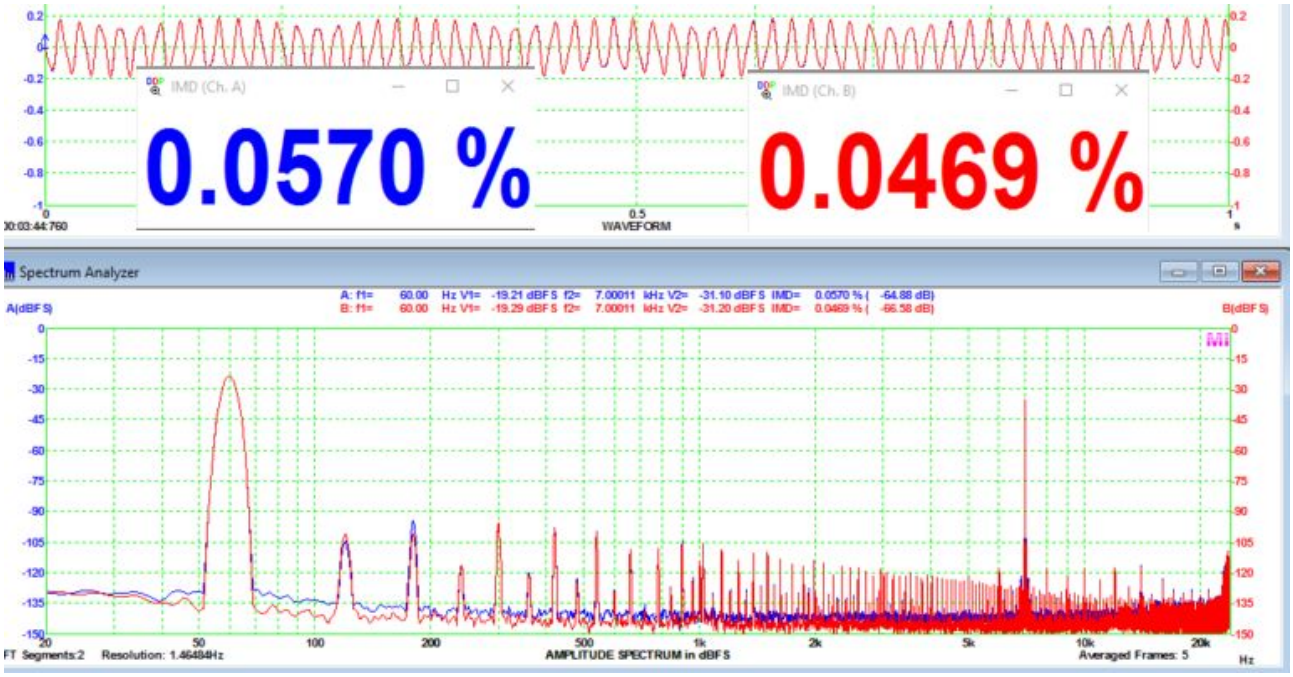
THD 100W/8ohms/1kHz



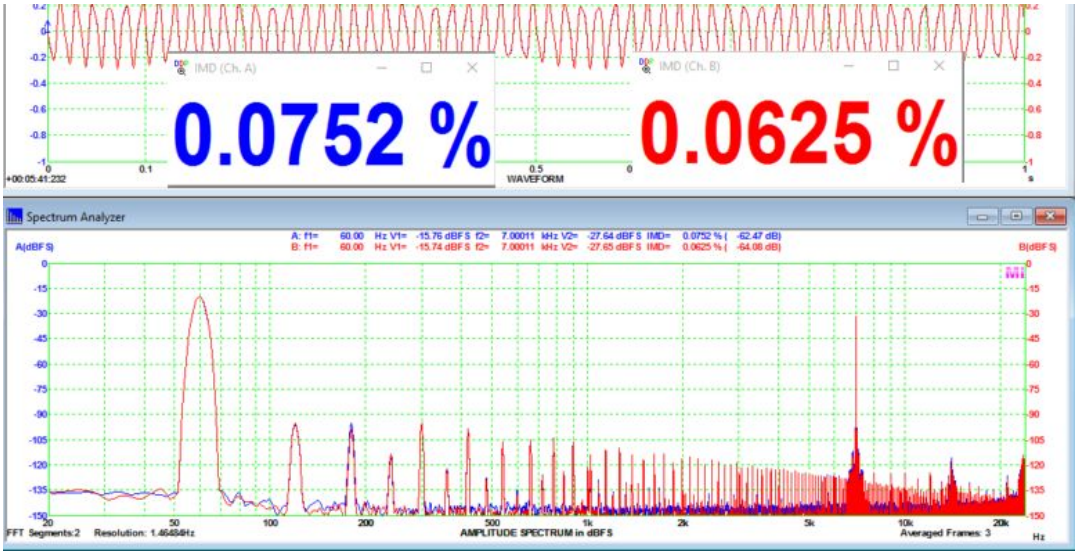
THD máxima potência/4ohms/1kHz



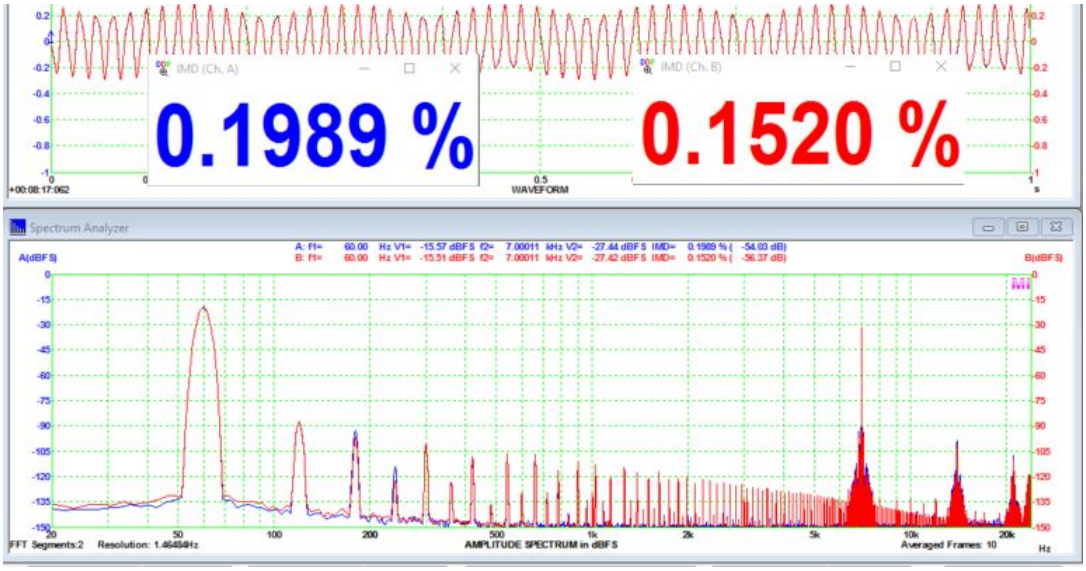
THD máxima potência/8ohms/1kHz



Distorção por Intermodulação SMPTE 1W/8ohms



Distorção por Intermodulação SMPTE 10W/8ohms



Distorção por Intermodulação SMPTE 100W/8ohms

A relação sinal-ruído também mostrou-se boa, inferior à especificada no manual (melhor que 95dB) mas satisfatória em todos os aspectos.

O fator de amortecimento alcançou o valor de 47 a 10Vrms/8Ω/1kHz; no manual da Polyvox, 45, sem informar a frequência e a potência. Valor honesto e bom.

E é isso aí. Em resumo, o PM5000 é um amplificador bonito, de muito boa qualidade e de construção robusta. Os poucos detalhes técnicos aqui apontados não desmerecem o produto.



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

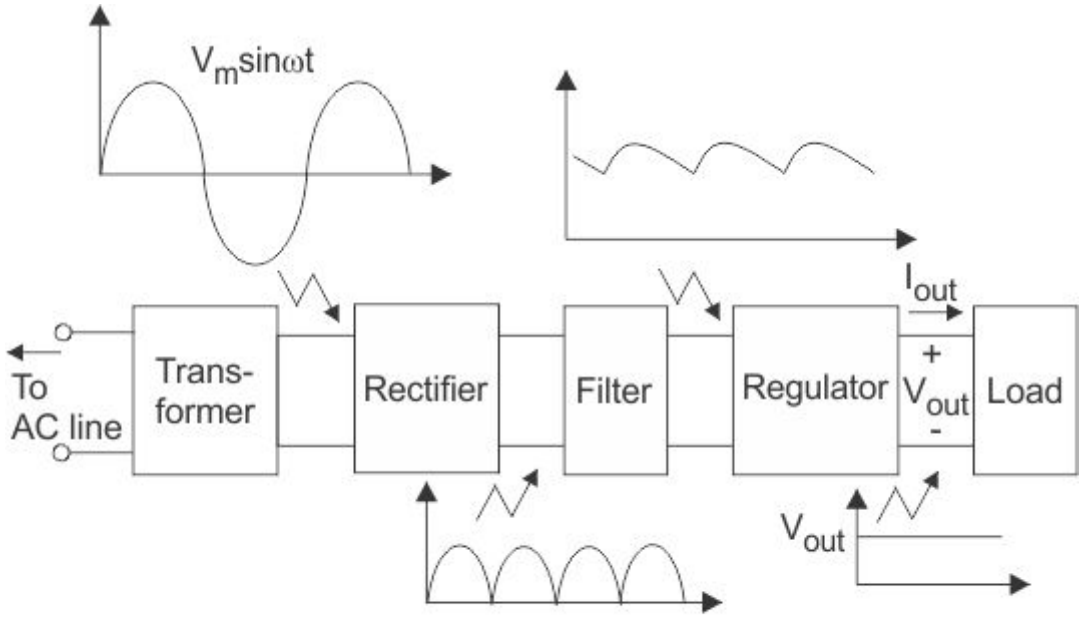


Imagem: electrical4u.com

Eletrônica I

Álvaro Neiva*

Todo equipamento eletrônico precisa de uma fonte de energia elétrica. Um circuito, pilha ou bateria que forneça as tensões e correntes necessárias ao seu funcionamento.

Chamamos essa fonte de energia de **Fonte de Alimentação**.

Na grande maioria dos casos essa fonte é de corrente contínua (CC), de forma que a alimentação de energia não tenha nenhuma componente que interfira com o sinal processado ou gerado no equipamento eletrônico.

Usar pilhas ou baterias tem o inconveniente da descarga progressiva durante o funcionamento, um custo de reposição e um descarte inconveniente.

Uma fonte de energia elétrica presente em toda região urbana é a rede de distribuição de energia das concessionárias, distribuição essa feita em corrente alternada (CA) por razões práticas.

Para transformar a CA fornecida na CC que precisamos, vamos usar **conversores de CA em CC** conhecidos como **fontes de alimentação**.

*Engenheiro Eletricista

Uma fonte de alimentação vai ter as seguintes funções (Fig1):

a) Adaptar a tensão da rede à tensão adequada ao bom funcionamento do equipamento alimentado.
Nessa etapa pode e costuma ser usado um **transformador** para alterar a tensão da rede para um valor adequado e prover isolamento da rede elétrica. Como um transformador nesse ponto vai funcionar na frequência da rede, usualmente 50Hz ou 60Hz, seu tamanho e peso pode ser inconveniente, por isso surgiram as fontes em modo chaveado, onde o "transformador"* vai funcionar em altas frequências, 50kHz ou mais, e a tensão da rede é primeiro retificada e transformada em CC;

b) Converter a tensão CA fornecida ou adaptada em CC: a **retificação**;

c) Atenuar os componentes alternados da tensão retificada (ondulação ou ripple): o **filtro**;

d) Também vai ser comum um último estágio, o **regulador**, que estabiliza a tensão de saída frente às variações da tensão CA de alimentação, variações na corrente drenada da fonte pela carga e reduz mais ainda a ondulação.

* O "transformador" numa fonte chaveada não funciona como um transformador ideal, que não armazena energia, mas como dois indutores acoplados com energia armazenada, que é transferida durante o processo de chaveamento e faz parte dele.

Fazendo um **Diagrama de Blocos** fica essencialmente assim:

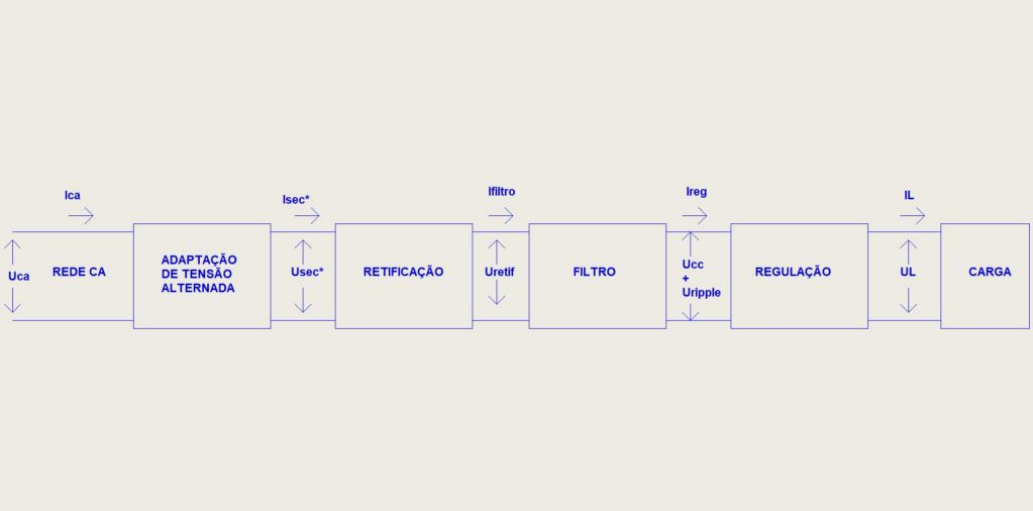


Figura 1

Na entrada, temos a tensão da rede elétrica da concessionária local **Uca** e a corrente drenada da rede elétrica **Ica**.

Uca, na maioria dos casos vai ser senoidal, mesmo que com alguma distorção.

Ica, exceto quando houver um estágio de correção do fator de potência (PFC), ou filtro com indutância, não será senoidal, mas uma forma de onda com grande número de harmônicas da frequência da rede.

Isec e **Usec** correspondem à corrente e tensão no secundário de um transformador que funcione na frequência da rede.

Ifiltro e **Uretif** correspondem à corrente e tensão de entrada do filtro e tem uma componente contínua, $\mathbf{U_{CC}}$, e outra alternada, **Ur**.
Na saída do filtro teremos a tensão **Uf**, claro que se o filtro for apenas um capacitor, **Uretif** = **Uf**.

I_{reg} é a corrente drenada do filtro, que passa pelo regulador, quando esse existe, e é entregue à carga. Quando a carga é um circuito ativo, como um amplificador, I_{reg} tem um componente CC, I_{cc}, e outros CA, esses com as frequências dos sinais amplificados e seus harmônicos.

Na saída do filtro, temos uma tensão $\mathbf{U_f}$, que tem um componente CC, $\mathbf{U_{CC}}$, e um componente CA, que é resultado da superposição da ondulação $\mathbf{U_r}$, devido à corrente $\mathbf{I_{CC,}}$ e da queda de tensão sobre a impedância interna do filtro, devido aos componentes CA da corrente drenada pela carga, $\mathbf{I_L}$, que aparecem em $\mathbf{I_{reg}}$. Quando só há como filtro o capacitor, $\mathbf{Uf=U_{CC}=U_L}$.

1. Dados para o projeto:
    1.1. Tensão de saída desejada CC (V), U_{CC};
    1.2. Corrente de saída CC (A), I_{CC};
    1.3. Ondulação tolerável (especificada como r% ou U_{rrms});
    1.4. Faixa de Tensões de Entrada (V_{rms}).

2. Passos na Escolha do Circuito:
    2.1. Retificação (a partir de CA 60Hz), qual tipo e diodos;
    2.2. Filtro (capacitor C_f);
    2.3. Regulação, que tipo de regulador;
    2.4. Transformador a ser usado.

ANÁLISE SIMPLIFICADA

Transformador funcionando a 60Hz, retificador de onda completa e capacitor de filtro.

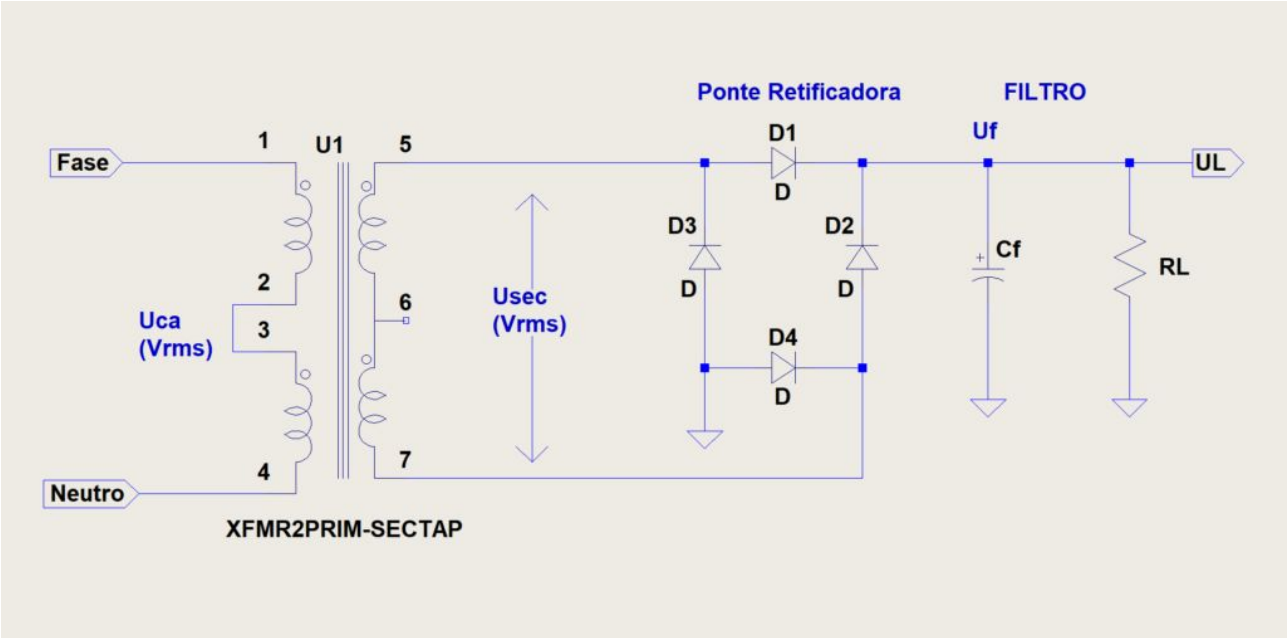


Figura 2

Desprezando, em primeira aproximação, a impedância interna do transformador e a queda de tensão nos diodos retificadores de silício, vamos determinar as relações entre:

- Tensão secundária do transformador U_{sec}, corrente de saída I_{CC} e tensão de saída CC da fonte $\mathbf{U_L=U_f}$;
- Corrente de saída e ondulação da tensão de saída.

Com a aproximação feita, vamos descobrir o valor pico a pico da ondulação sobre C_f.

A carga armazenada no capacitor é Q= CV, onde C é a capacitância em farads e V a tensão em volts (V). A corrente é variação de carga (ΔQ) no tempo (Δt), então:

$$\frac{\Delta Q}{\Delta t}=C\cdot\frac{\Delta v}{\Delta t}=i$$

$$\Delta v\approx\frac{i\cdot\Delta t}{C}$$

$$\Delta t=\frac{1}{2f}$$

, meio período da frequência da rede para retificação de onda completa.

Então:

$$U_{rpp}=\frac{I_{CC}}{2\cdot f\cdot C_f}$$

, para I_{CC} em ampères, f= frequência da rede elétrica em Hz e a capacitância C_f em farads (F).
Uma forma de onda triangular (Fig. 2) cujo valor rms será:

$$U_{rms}=\frac{U_{rpp}}{2\cdot\sqrt{3}}\approx 0{,}3\cdot V_{rpp}$$

$$r\,\%=\frac{U_{rrms}}{U_{CC}}$$

é o fator de ondulação %.
Daí:

$$C_f=\frac{I_{CC}}{2\cdot f\cdot U_{rpp}}$$

Nas expressões acima, usamos:

I_L é a corrente total drenada em ampères;

U_{sec} = tensão eficaz em volts, de cada lado do secundário dividido (CT) para terra, ou a tensão total do secundário simples;

U_{CC} é a tensão de saída CC do retificador e filtro;

f= frequência da rede = 60Hz aqui no Brasil;

C_f= valor do capacitor de filtro em farads (F), 1μF = 10^{-6}F.

Então, podemos escrever para o **valor médio** da tensão sobre C_f, U_f (CC), U_{CC}, fornecida à carga R_L:

$$U_{CC} = U_{sec} \cdot \sqrt{2} - \frac{I_{CC}}{4 \cdot f \cdot C_f} - V_D$$

<u>Se usarmos o valor do capacitor em µF, I_L em mA e f=60Hz a expressão aproximada para o valor médio (CC) de U_L fica</u>:

$$U_{CC} = U_{sec} \cdot \sqrt{2} - \frac{4{,}2 \cdot I_L}{C_f} - V_D$$

$$\Delta V = \frac{I_{CC}}{4 \cdot f \cdot C_f}$$

vai ser a queda da tensão média CC em relação ao valor de pico, para $\mathbf{I_{CC}}$ em ampères (A), C_f em farads (F);

E para U_{rpp}:

$$U_{rpp} = \frac{8{,}3 \cdot I_{CC}}{C_f}$$ **em volts, para $\mathbf{I_{CC}}$ em mA e $\mathbf{C_f}$ em µF**;

ou

$$U_{rpp} = \frac{8.333 \cdot I_{CC}}{C_f}$$ **em volts, para $\mathbf{I_{CC}}$ em A e $\mathbf{C_f}$ em µF;**

Resultando para C_f:

$$C_f = \frac{8.333 \cdot I_{CC}}{V_{rpp}} = \frac{2500 \cdot I_{CC}}{V_{rrms}}$$;

<u>capacitor em µF, I_{CC} em A e f=60Hz;</u>

U_{sec} é a tensão alternada nominal do transformador (V_{rms}).

A queda de tensão CC média em relação ao valor de pico da tensão rms de entrada será o termo:

$\Delta V = \frac{I_{CC}}{4 \cdot f \cdot C_f}$, para I_{CC} em ampères (A), f em Hz, C_f em farads (F).

Podemos agora definir, para efeitos de projeto, uma resistência equivalente de carga:

$$R_L = \frac{U_{CC}}{I_{CC}}$$

Resistência que vai representar o **consumo médio**, em CC, do circuito alimentado.

O valor de pico da tensão retificada é:

$$U_p = U_{sec} \cdot \sqrt{2}$$

A tensão reversa máxima do diodo será U_p, para a retificação de onda completa em ponte com transformador de secundário simples, ou $2U_p$ para retificação em onda completa com transformador de secundário dividido.

O valor máximo de pico em ampères da corrente retificada será aproximadamente (não repetitivo, acontece ao ligar o circuito):

$$I_p = U_{sec} \cdot \sqrt{2} \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_f\right) + I_L$$

Anteriormente foi feita uma aproximação na análise, que considera o diodo conduzindo no instante do valor de pico da tensão alternada por um intervalo de tempo muito pequeno, o que se observa na prática. Isso significa que o capacitor de filtro vai se descarregar por praticamente meio período da tensão da rede. Para retificadores à válvula, há uma maior restrição da corrente de pico e valores menores de Cf devem ser usados, e/ou resistores limitadores incorporados em série com os retificadores, para complementar a impedância interna dos transformadores de força. O valor calculado desprezando a impedância interna do transformador pode ser usado como um limite superior para a corrente de surto não repetitiva do retificador, que acontece ao ligar o circuito com os capacitores descarregados.

Dependendo da impedância interna do transformador, valores bem menores de corrente de pico são observados, mas o valor previsto de ondulação estará bem próximo dos valores medidos posteriormente.

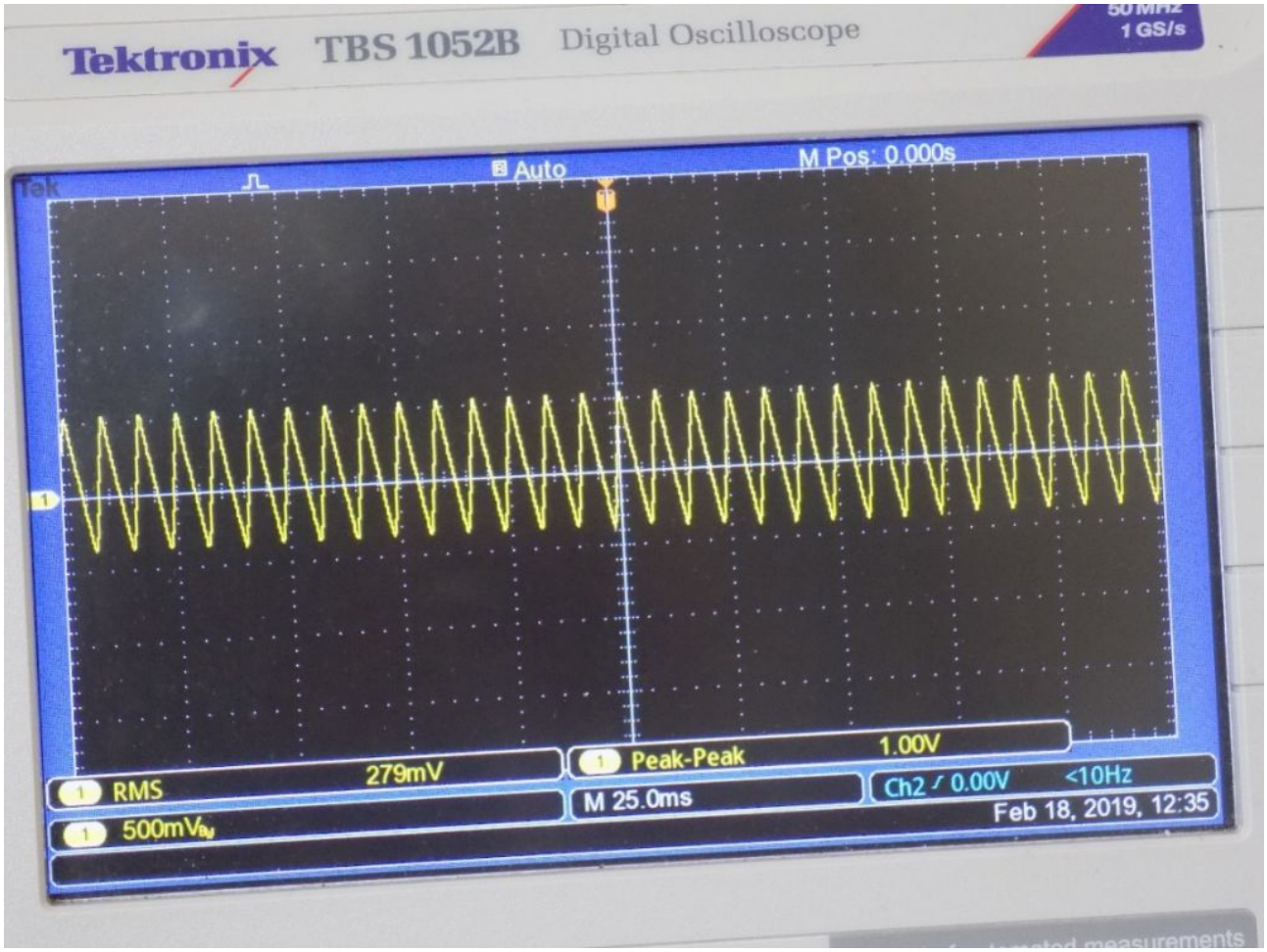


Figura 3

ΔV está ligado à regulação da fonte, a variação de tensão considerada tolerável, entre a condição sem carga e a com carga total (corrente drenada máxima).

U_{rrms} está ligada ao nível de ondulação r% na saída da fonte.

Numa fonte que só tenha a retificação e o filtro a capacitor, esse deve ser dimensionado para atender a ambos os critérios, tanto regulação quanto r%, se possível.

Aumentando C_f para reduzir a ondulação, aumenta o valor médio de U_{CC}.

Um parâmetro interessante pode ser o produto:
$$\omega \cdot C_f \cdot R_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_f \cdot R_L = 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot C_f \cdot R_L = 377 \cdot C_f \cdot R_L$$

, **C_f em farads (F), R_L em ohms**;

Quando (para rede de 60Hz):

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

temos regulação boa em relação à carga;

$$377 \cdot C_f \cdot R_L > 40$$

temos baixo ripple sem circuito regulador;

A resistência do fio usado no secundário do transformador vai ser considerada nessa análise igual a 2% de R_L.

Podemos escolher então um valor inicial para a tensão secundária do transformador:
$$U_{sec} = 1{,}1 \cdot \left\{ \left[\frac{U_{CC} + \left(\frac{4{,}17 \cdot I_{CC}}{C_f} \right)}{\sqrt{2}} \right] + V_D \right\}$$

, para I_{CC} em mA e C_f em microfarads (**µ**F).
$$U_{sec} = 1{,}1 \cdot \left\{ \left[\frac{U_{CC} + \left(\frac{4.167 \cdot I_{CC}}{C_f} \right)}{\sqrt{2}} \right] + V_D \right\}$$

, para I_{CC} em A e C_f em microfarads (**µ**F).

O fator 1,1 é uma estimativa das perdas no transformador.

VD são as perdas nos retificadores, considere 1,4V para retificador de onda completa em ponte e 0,7V para retificador de onda completa com transformador de secundário dividido (CT).

Para a corrente no secundário (aproximadamente):
$$I_{sec} \simeq 2.I_{CC}$$

, para secundário simples**;

**Essa relação depende da resistência interna do transformador e de , na verdade não dá para saber qual a corrente sem saber a capacitância de filtro...

Deveriam ser usadas as **curvas de Schade**, gráficos levantados por **O. Schade** num trabalho fundamental sobre o assunto...

Para melhorar a regulação, tanto em relação à corrente de carga quanto às variações de tensão da rede, e ainda reduzir a ondulação na tensão de saída, melhor usar um regulador integrado. Nesse caso, vai ser possível tolerar uma ondulação maior na tensão retificada.

3. Regulando a Tensão de Saída

3.1 Regulador Linear Integrado

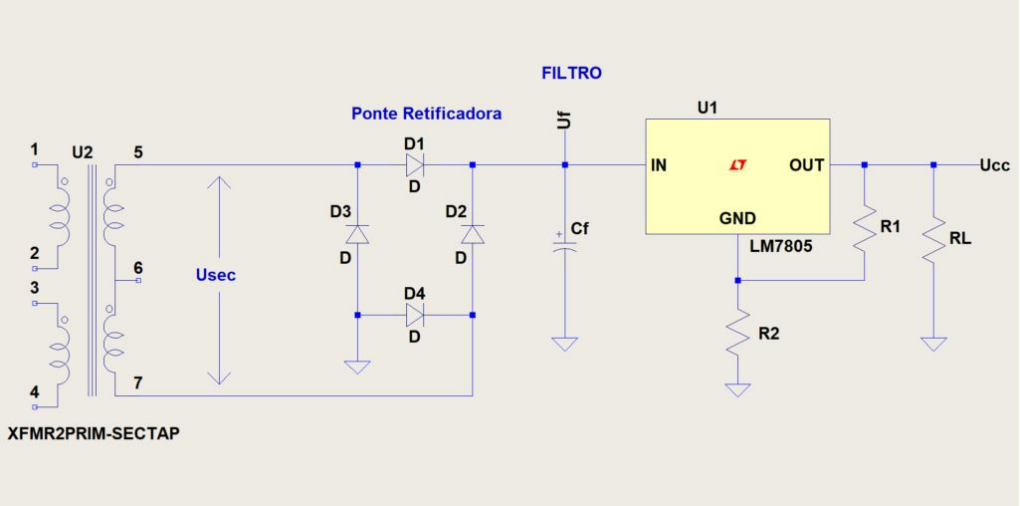


Figura 4

3.2 Para garantir o funcionamento do regulador usado, deve ser observada a diferença mínima de tensão entre a entrada e saída do regulador ΔV_{reg}.

Esse valor não pode ser reduzido mesmo com a tensão da rede elétrica 15% abaixo da nominal (normal) e corrente máxima de carga.

Também deve ser considerada a queda de tensão nos diodos retificadores, V_D, para determinar a tensão de saída do transformador abaixador usado.

Primeiro, considerando a rede elétrica baixa:

a)

$$U_{CC\,min} = 0{,}85 \cdot U_{sec} \cdot \sqrt{2} - U_{rpp} - V_D$$

, tem que ser a tensão mínima na entrada do regulador com rede baixa;

b)

$$U_{sec} = \frac{\left(U_{CC} + \Delta V + U_{rpp} + V_D\right)}{0{,}85 \cdot \sqrt{2}}$$

, vai ser a tensão eficaz em volts, no secundário do transformador de força, para garantir que **Ucc** se mantenha, mesmo com rede 15% abaixo do normal;

c)

$$I_{sec} \simeq 2.I_{CC}$$

, uma aproximação inicial;

d) Podemos usar para determinar C_f:

$C_f = \frac{10^7 \cdot I_{CC}}{377 \cdot U_{CC\,min}}$ µF, para ICC em ampères e U_{cc} em volts;

Então:

$$V_{rpp} = \frac{8333 \cdot I_{CC}}{C_f}$$

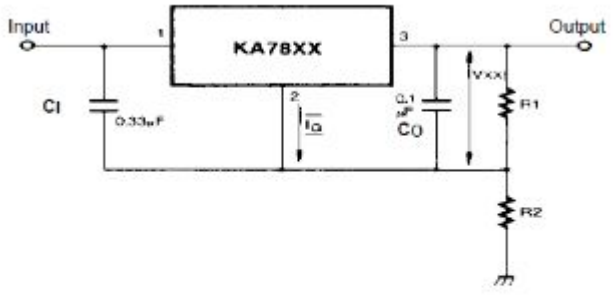
em volts, para I_{CC} em ampères e C_f em μF;

$$U_{CC\,máx} = 1{,}1 \cdot V_{rms} \cdot \sqrt{2} - \frac{4166 \cdot I_{CC}}{C_f} - V_D$$

em volts, para I_{CC} em ampères e C_f em μF, não pode estar acima da tensão máxima permitida para o regulador;

e) Quando a tensão padronizada do regulador não atende ao valor necessário, podemos alterar a tensão de saída usando um divisor de tensão para elevar a tensão no terminal de referência (GND ou V_{adj}) do regulador.

f) Para isso deve-se seguir as instruções do fabricante:



$I_{RI} \geq 5IQ$

$VO = VXX(1+R2/R1)+IQR2$

Figure 10. Circuit for Increasing Output Voltage

Figura 5

Entre os terminais de R1 aparece a tensão nominal do regulador VXX, então:

$$I_{R_1} = \frac{V_{XX}}{R_1}$$

$$I_{R_2} = I_{R_1} + I_Q$$

$$V_{R_2} = I_{R_2} \cdot R_2 = R_2 \cdot \left(I_{R_1} + I_Q\right) = R_2 \cdot \left(\frac{V_{XX}}{R_1} + I_Q\right)$$

$$U_{CC} = V_{R_2} + V_{XX} = \frac{R_2 \cdot V_{XX}}{R_1} + R_2 \cdot I_Q + V_{XX}$$

$$U_{CC} = V_{XX} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + R_2 \cdot I_Q$$

Mas, seguindo as instruções do fabricante, podemos fazer:

$$I_{R_1} = \frac{V_{XX}}{R_1} = 5 \cdot I_Q$$

Então:

$$R_1 = \frac{V_{XX}}{5 \cdot I_Q}$$

$$R_2 = \frac{(U_{out} - V_{XX})}{6 \cdot I_Q}$$

Um exemplo:
Projetar uma fonte regulada usando um circuito integrado 7805, para fornecer 9V e 300mA para pedais de guitarra.
a)
$U_{cc} = 9\,V$

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

KA78XX/KA78XXA

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (for V_O = 5V to 18V) (for V_O = 24V)	V_I V_I	35 40	V V
Thermal Resistance Junction-Cases (TO-220)	$R_{\theta JC}$	5	°C/W
Thermal Resistance Junction-Air (TO-220)	$R_{\theta JA}$	65	°C/W
Operating Temperature Range (KA78XX/A/R)	T_{OPR}	0 ~ +125	°C
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 ~ +150	°C

Figura 6

Electrical Characteristics (KA7805/KA7805R)

(Refer to test circuit ,0°C < T_J < 125°C, I_O = 500mA, V_I =10V, C_I= 0.33μF, C_O=0.1μF, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions		KA7805 Min.	KA7805 Typ.	KA7805 Max.	Unit
Output Voltage	V_O	T_J =+25 °C		4.8	5.0	5.2	V
		5.0mA ≤ I_O ≤ 1.0A, P_O ≤ 15W V_I = 7V to 20V		4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation (Note1)	Regline	T_J=+25 °C	V_O = 7V to 25V	-	4.0	100	mV
			V_I = 8V to 12V	-	1.6	50	
Load Regulation (Note1)	Regload	T_J=+25 °C	I_O = 5.0mA to1.5A	-	9	100	mV
			I_O =250mA to 750mA	-	4	50	
Quiescent Current	I_Q	T_J =+25 °C		-	5.0	8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	I_O = 5mA to 1.0A		-	0.03	0.5	mA
		V_I= 7V to 25V		-	0.3	1.3	
Output Voltage Drift	$\Delta V_O/\Delta T$	I_O= 5mA		-	-0.8	-	mV/°C
Output Noise Voltage	V_N	f = 10Hz to 100KHz, T_A=+25 °C		-	42	-	μV/V_O
Ripple Rejection	RR	f = 120Hz V_O = 8V to 18V		62	73	-	dB
Dropout Voltage	V_{Drop}	I_O = 1A, T_J =+25 °C		-	2	-	V
Output Resistance	r_O	f = 1KHz		-	15	-	mΩ
Short Circuit Current	I_{SC}	V_I = 35V, T_A =+25 °C		-	230	-	mA
Peak Current	I_{PK}	T_J =+25 °C		-	2.2	-	A

Figura 7

e) Calculamos um valor aproximado para C_f:
Usando:

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

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

f) Usando o valor comercial mais próximo, para mais, calculamos U_{rpp}:

$C_f = 1000\ \mu F$

$$U_{rpp} = \frac{8333 \cdot I_{CC}}{C_f} = \frac{8333 \cdot 0{,}3}{1000} = 2{,}5\,V$$

g) Determinamos o valor mínimo de U_{sec} necessário:

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

h) Calculamos U_{ccmax}:

$$U_{CC\,máx} = 1{,}1 \cdot V_{rms} \cdot \sqrt{2} - \frac{4166 \cdot I_{CC}}{C_f} - V_D = 1{,}1 \cdot 12{,}5 \cdot \sqrt{2} - \frac{4166 \cdot 0{,}3}{1000} - 1{,}4 = 19{,}45 - 1{,}25 - 1{,}4 = 16{,}8\,V \cong 17\,V < 35\,V$$

i) Calculamos a dissipação do regulador, no pior caso, com rede elétrica alta, para definir um dissipador:

$$P_{Dmax} = \left(U_{CC\,max} - U_{out}\right) \cdot I_{CC} = (17-9) \cdot 0{,}3 = 2{,}4\,W$$

j) Calculamos o ripple rms na entrada do regulador:

$$U_{rrms} = \frac{U_{rpp}}{2 \cdot \sqrt{3}} \approx 0{,}3 \cdot V_{rpp} = 0{,}75\,V_{rms}$$

k) Calculamos o U_{cc}:

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

l) Calculamos o r% em U_f:

$$r\,\% = \frac{U_{rrms}}{U_{CC}} \cdot 100 = \frac{0{,}75}{15{,}02} \cdot 100 \approx 5\,\% < 10\,\%$$

m) Na saída, a ondulação vai ser reduzida pelo fator de rejeição de ruído do regulador (Ripple Rejection):

$$RR_{dB} = 62\,dB$$

, da folha de dados (datasheet);

$$RR_{vezes} = 10^{\frac{62}{20}} = 1258$$

$$V_{rmsout} = \frac{0{,}75}{1258} = 0{,}6\,mV$$

$$r_{out}\,\% = \frac{0{,}0006}{9} \cdot 100 = 0{,}006\,\% \ll 0{,}1\,\%$$

Uma grande melhora. Para reduzir mais ainda é só aumentar C_f. Mas isso vai aumentar a dissipação do regulador.

n) Vamos calcular agora R1 e R2:

$$I_Q = 5\,mA = 0{,}005\,A$$

$$R_1 = \frac{5}{5 \cdot I_Q} = 200\,\Omega$$

$$R_2 = \frac{(U_{out} - V_{XX})}{6 \cdot I_Q} = \frac{(9-5)}{6 \cdot 0{,}005} = 133\,\Omega$$

o) Calculamos a corrente do transformador:

$$I_{rms} \simeq 2.I_{CC} = 2 \cdot 0{,}3 = 0{,}6\,A$$

Simulação LTSpice XVII

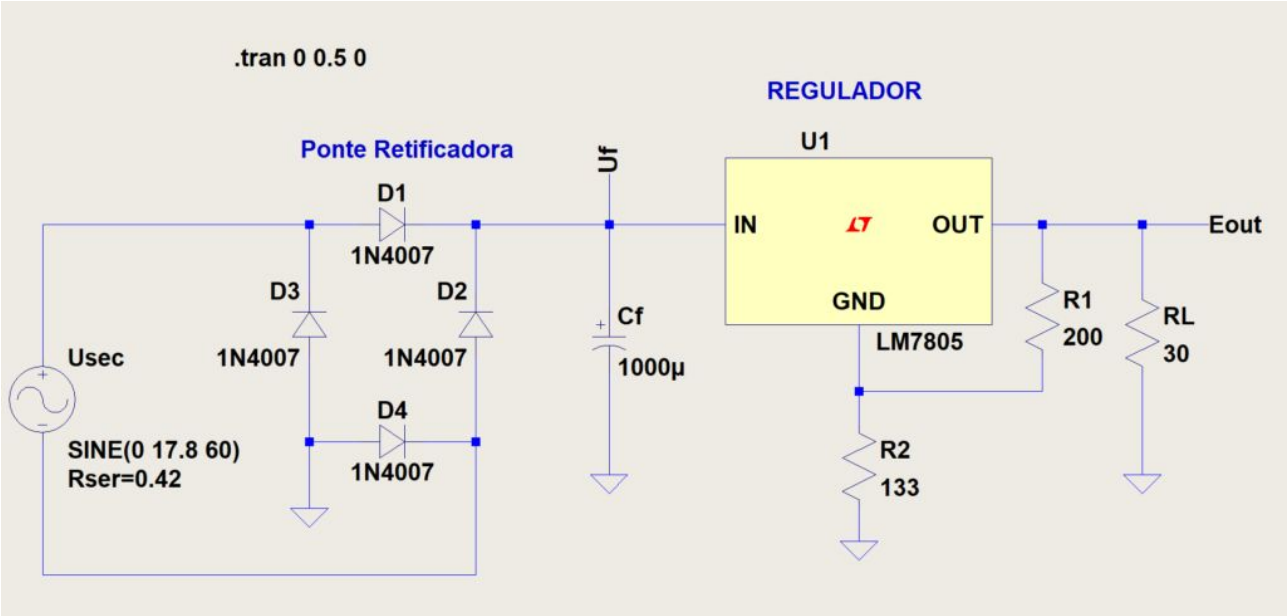


Figura 8

O transformador de força foi modelado aqui por uma fonte de tensão, com uma resistência interna de 2% do valor da carga nominal do transformador, dada por 12,6V/0,6 A = 21Ω, ou 0,42Ω.

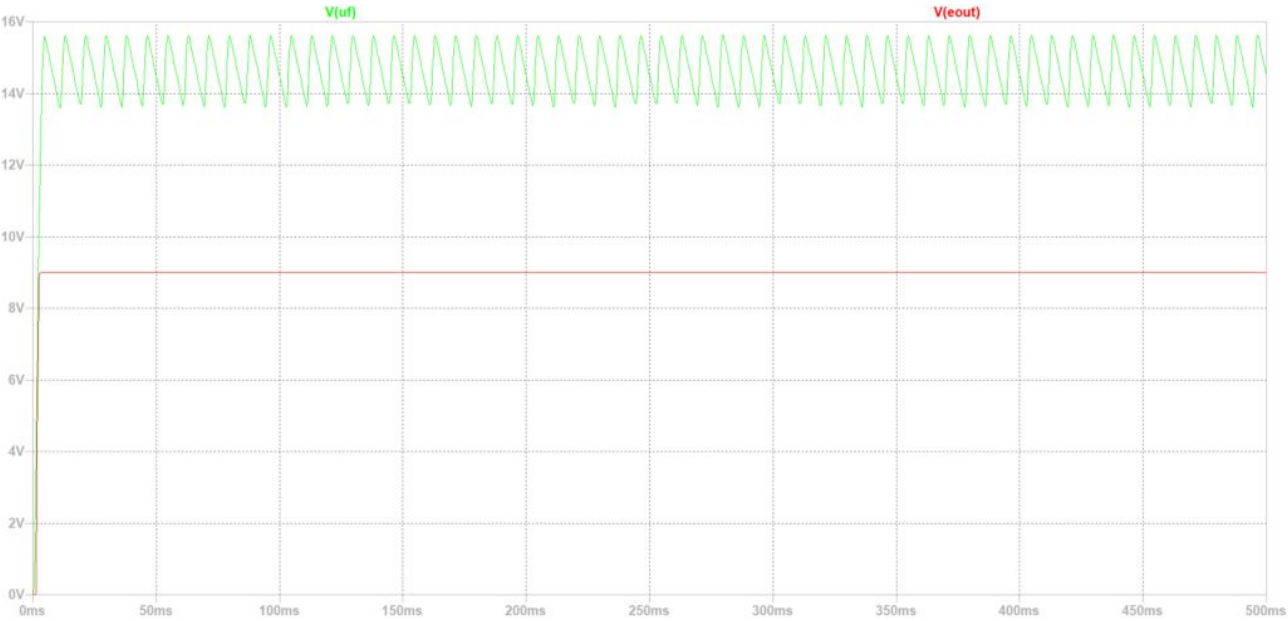


Figura 9

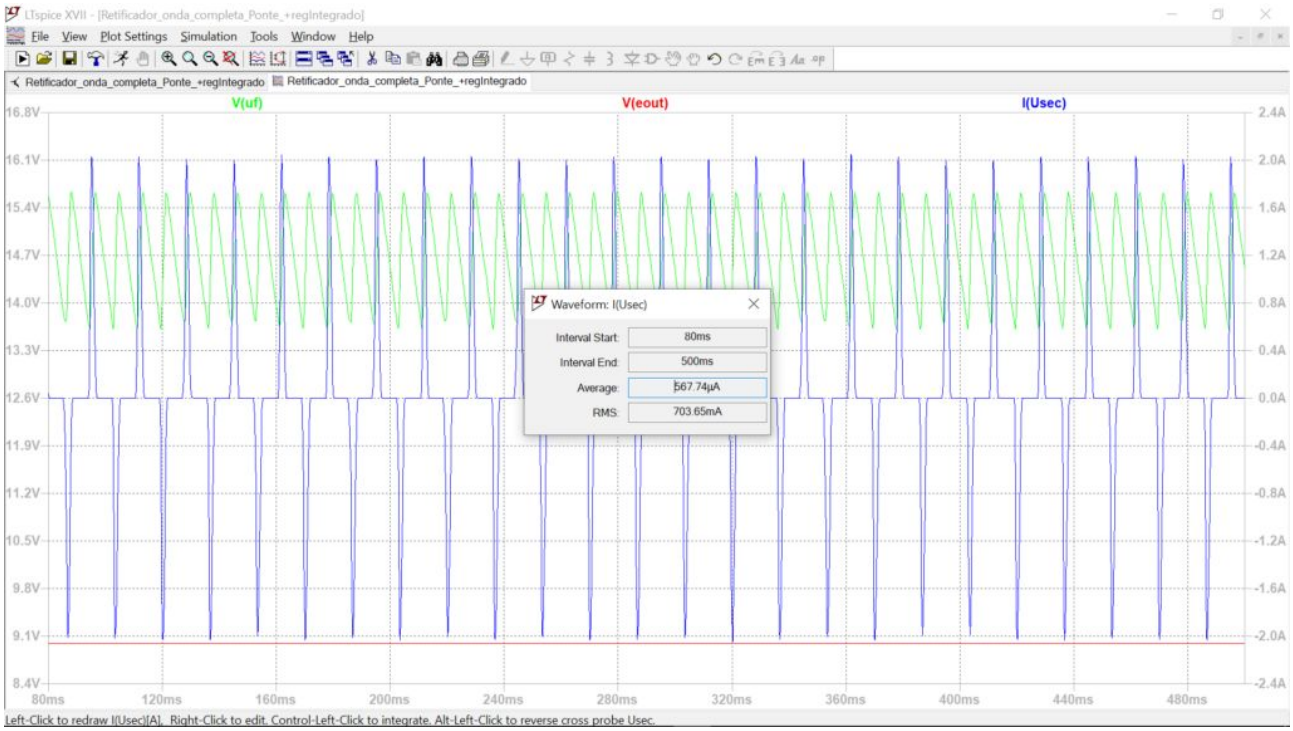


Figura 10

Na simulação, é calculado um valor de 703mA rms para a corrente no secundário com Usec= 12,6Vrms. Uma parte da diferença deve-se ao intervalo de integração usado.

Observem a corrente com valores de pico de 2 A, causados pela carga do capacitor de filtro.
Para a corrente nos diodos, a simulação resulta em:

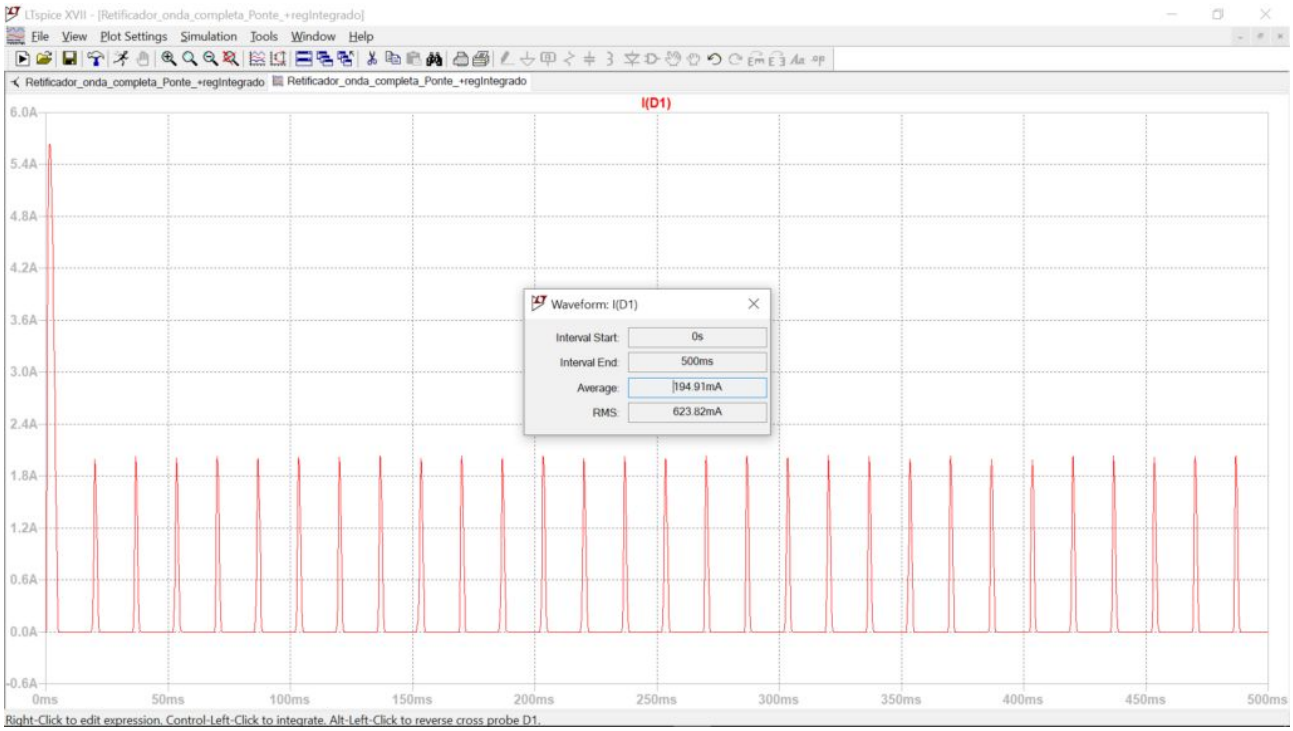


Figura 11

Resulta para o valor CC 195mA, aproximadamente a metade do consumo CC, inclusive o do regulador, como deveria ser para o retificador de onda completa, e para o valor **rms ou eficaz**, 624mA, bem próximo ao estimado.

Também se observa a corrente de pico na carga inicial do capacitor de filtro.

Esses dados podem ser usados para a escolha dos diodos e confirmam o dimensionamento do transformador.

Agora só falta fazer uma PCI e montar a fonte...

Até a próxima edição.

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 HANDBOOK. 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.



Alan Dower Blumlein – Cortesia EMIarchives.org

Alan Blumlein

Marcelo Yared*

Qualquer um que tenha escutado música reproduzida eletronicamente, nos últimos 75 anos, em estereofonia, ou curtiu um bom som nos discos de vinil, utilizou um método inventado pelo sujeito da foto aí de cima, Alan Dower Blumlein, ou **Alan Blumlein**, como é conhecido no mundo da indústria de áudio.

Blumlein foi um engenheiro, pesquisador e inventor, e, ao longo de sua vida profissional, registrou 128 patentes de diversas tecnologias e processos, muitos ainda hoje utilizados, tais como o corte direto de discos, o circuito ultra-linear, os circuitos para televisão, antenas e o amplificador diferencial conhecido como *Long Tailed Pair*.

*Engenheiro Eletricista

Esta última invenção foi importante no desenvolvimento de circuitos para computação. Pioneiro e contemporâneo de Alan Turing, Blumlein tem uma página com suas contribuições na história da computação, que pode ser vista **aqui**, com a descrição de diversas de suas patentes.

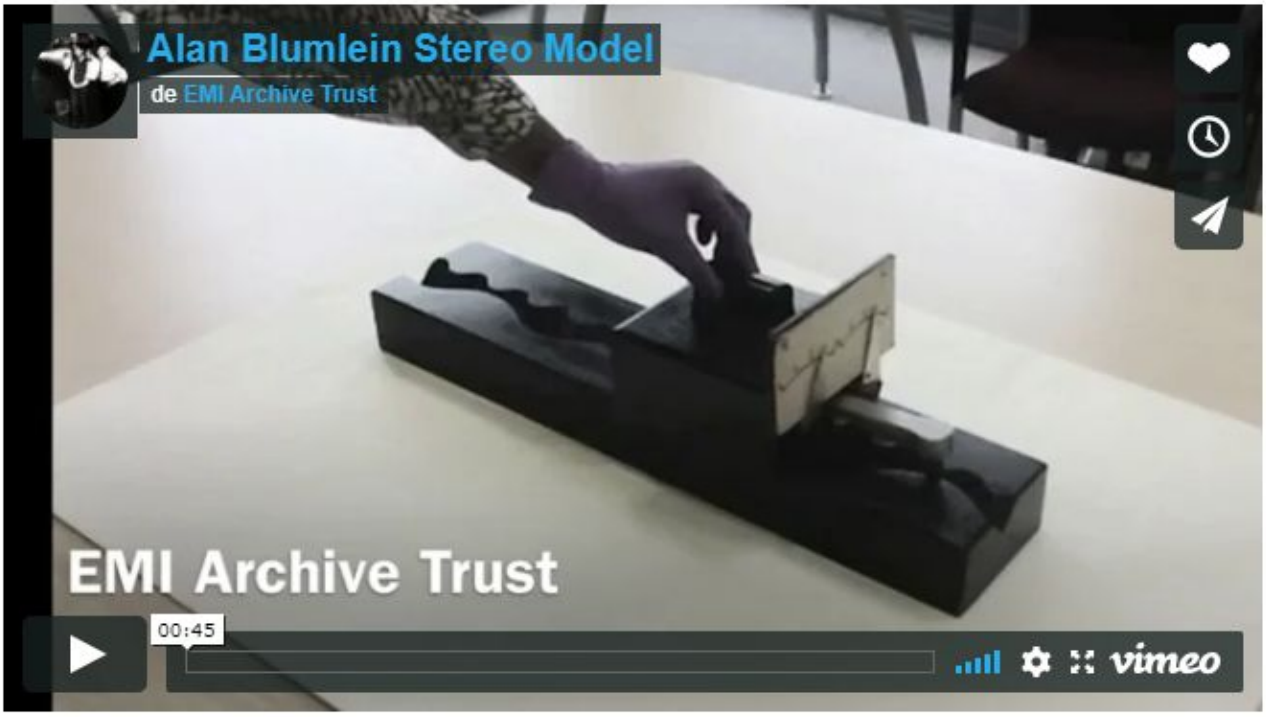
Quando ouvimos música de um disco de vinil, utilizando, por exemplo, um pré-amplificador como o do **artigo** desta revista, estamos utilizando um processo imaginado e tornado em realidade por Blumlein, que trabalhava nos laboratórios de pesquisa da EMI, na Inglaterra. Seu ingresso na EMI ocorreu na fusão da Columbia e da The Gramophone Company, em 1931.

A estereofonia, como a conhecemos hoje, foi resultado de uma frustração de Blumlein, ao retornar de uma noite no cinema com sua esposa. Ele achou ruim o fato de as vozes dos atores somente serem ouvidas em um ponto específico da sala, muitas vezes desconectadas de quem falava. Trabalhou então, numa solução para isso, que chamou, à época, de sistema binaural.

Ele trabalhou para recriar o campo sonoro, abandonando a ideia de que os alto-falantes representariam os ouvidos. Blumlein queria recriar o campo sonoro e suas informações direcionais.

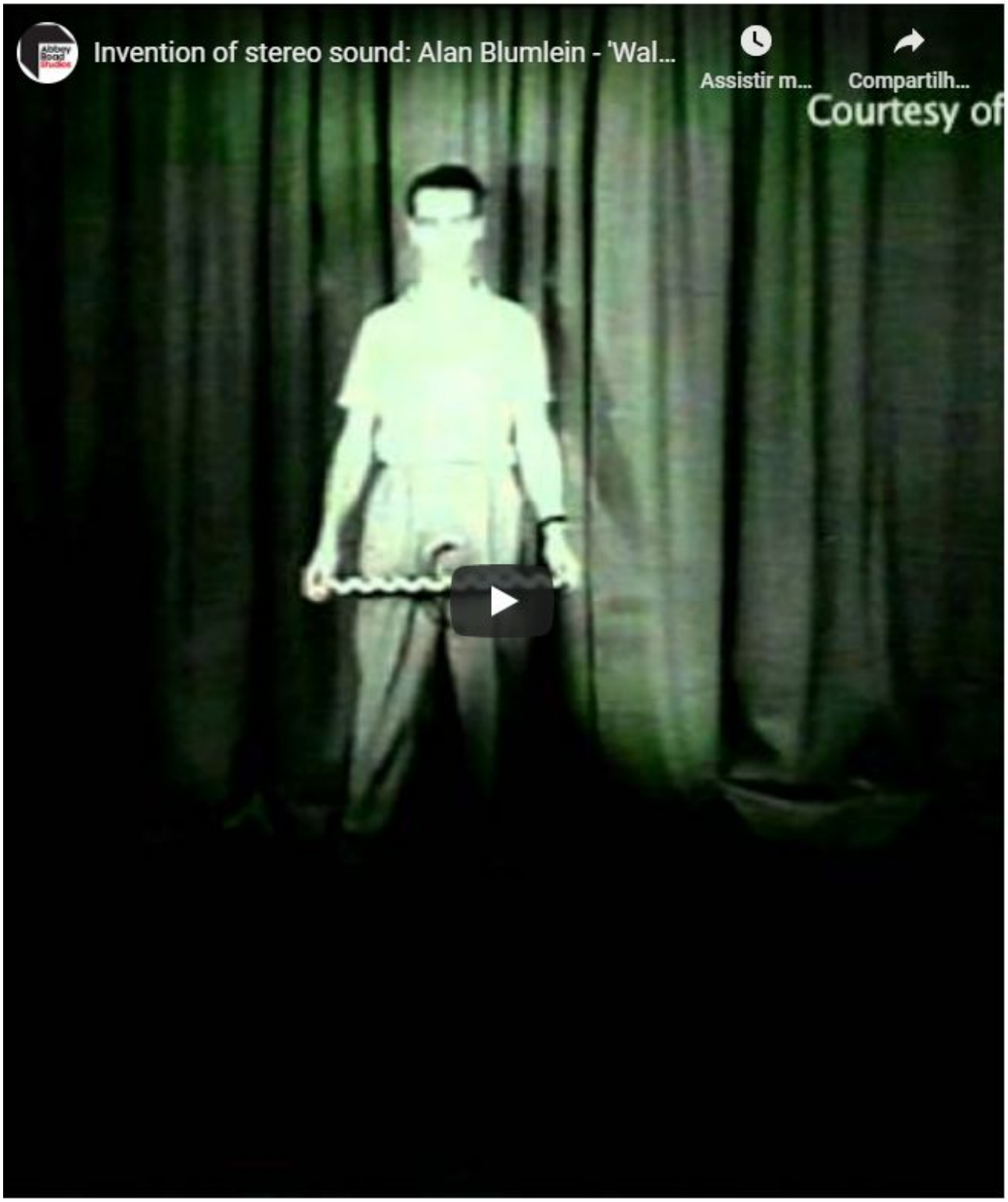
A ideia revolucionária foi produzir cortes complexos em um disco de gramofone convencional, produzindo duas ranhuras que seriam lidas simultaneamente para reprodução estereofônica, o que permitiu também que o novo formato fosse compatível com os discos antigos, monofônicos.

No sítio WEB da EMI podemos ver o modelo apresentado por Blumlein para explicar ao corpo de executivos da empresa o princípio de funcionamento de sua invenção: https://vimeo.com/81729598.



Demonstração da agulha no sulco de gravação estereofônica

Em 14 de dezembro de 1933, Blumlein produziu o primeiro disco de cera com a gravação de sons estereofônicos no auditório da EMI. Também no site da EMI podemos ver o filme “Walking and Talking”, demonstrando a nova tecnologia: https://youtu.be/rqaMiDqE6QQ.



Demonstração do efeito estereofônico - Estúdio número 1 EMI Abbey Road

Infelizmente, a contribuição desse notável engenheiro foi tragicamente encerrada pela guerra. Blumlein trabalhou secretamente no projeto de radares para a Força Aérea Real inglesa, e num voo de teste, em 1942, a aeronave em que estava sofreu uma falha mecânica e caiu, matando todos a bordo.



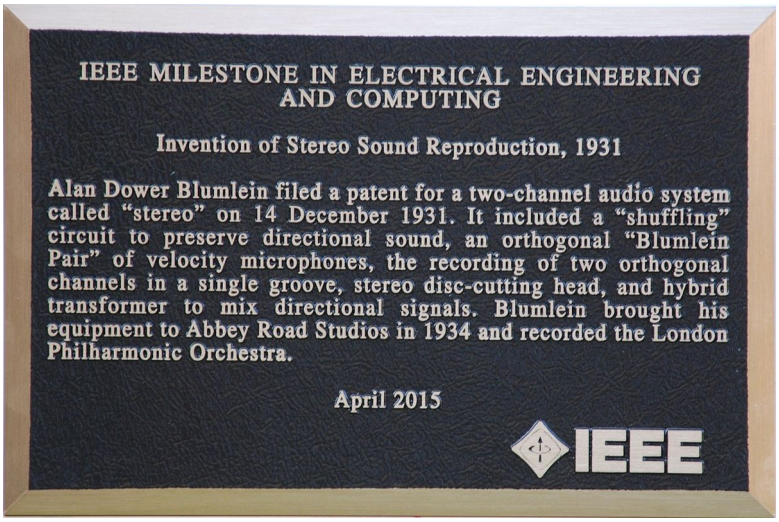
Hallifax II V9977, acidentado em 7 de junho de 1942, fotografado no campo RAF Defford. O radar que estava sendo testado por Blumlein está na barriga do avião. Public Domain, https://commons.wikimedia.oHalifax IIrg/w/index.php?curid=10000164

Tendo em vista o projeto tratar-se de segredo de guerra, para a qual a contribuição de Blumlein na derrota dos nazistas foi de extrema importância, sua morte só foi anunciada três anos depois.

HOMENAGENS

A contribuição de Blumlein para a engenharia de áudio foi significativa e sua produção em outras áreas de engenharia também. Em 2015 o IEEE estabeleceu uma placa marco na entrada dos estúdios da Abbey Road para lembrar a importância da invenção da reprodução estereofônica.





Placa marco do IEEE colocada na porta dos estúdios de Abbey Road – Invenção do Estéreo – Wikiwand

Uma estrada foi nomeada Alan Blumlein Way no Tektronix campus, em Beaverton, Oregon, por suas significantes contribuições no campo da eletrônica. Também, um conjunto de salas foi nomeado com o sobrenome do engenheiro na Instituição de Engenharia e Tecnologia de Londres (IET).



Alan Blumlein Way, Beaverton, Ohio, USA

Uma Placa Azul em homenagem a Blumlein foi erguida em 1977 pelo **Conselho da Grande Londres**, em sua antiga residência, em Ealing.



Placa Azul de Blumlein – autor: Spudgun67



Em 1978, a Audio engineering Society prestou homenagem a Blumlein pelo seu trabalho na área.

E, mais recentemente, em 2017, um Grammy técnico foi concedido postumamente a Blumlein em reconhecimento à importância de seu trabalho para indústria fonográfica.



By Alan Blumlein – grandson, CC BY-SA 4.0, https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=78694262

Assim, quando você estiver curtindo seu vinil ou mesmo uma boa gravação estereofônica digital, lembre-se de render uma pequena homenagem a esse engenheiro. Ele merece, com certeza.

Referências:
WIKIPEDIA e https://www.emiarchivetrust.org/