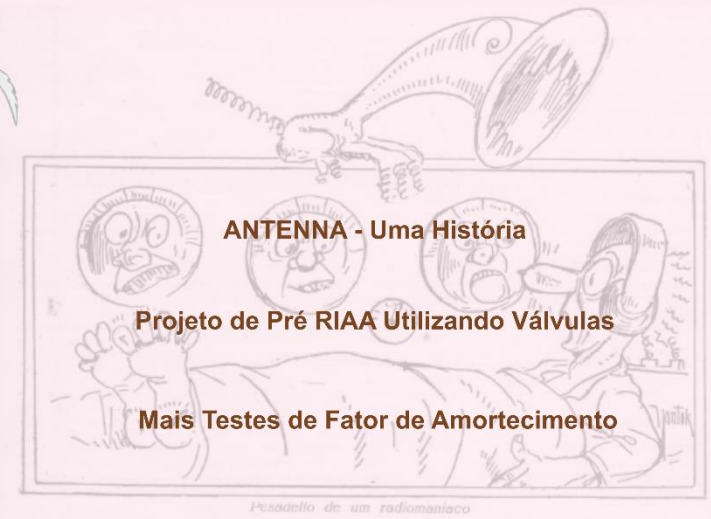




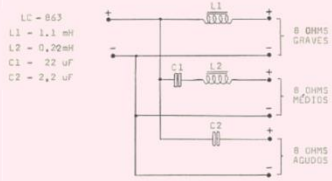
ANTENNA - Uma História

Projeto de Pré RIAA Utilizando Válvulas

Mais Testes de Fator de Amortecimento



Divisores de Frequência
Em Caixas Comerciais

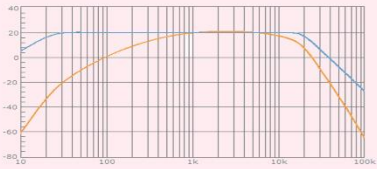




Monte Um Circuito de Loudness Ativo

Análise do Nashville NA 2200 PRO





Monte Um Filtro Para "Curva A"



Acesse Repetidoras Nos 10 Metros Com Seu Voyage

Eletrolíticos, ESR & outros "Bichos"



NÚMERO 10/21 (1222) OUTUBRO 2021

antenna

ELETRÔNICA - SOM - TELECOMUNICAÇÕES

antenna

Número 10/21 – outubro/2021 – Ref. 1222



NOTAS DA EDIÇÃO – Prezado leitores, outubro é o mês da cor rosa, para nos lembrar da campanha para prevenção do câncer de mama. Você pode se informar melhor sobre este importante assunto neste link.

As edições impressas de Antenna, a partir de janeiro de 2021, podem ser adquiridas na livraria virtual UICLAP (www.uiclap.com.br), bastante fazer a busca por Antenna no sítio da livraria.

Neste mês temos várias montagens e um novo colaborador. Trata-se do Fábio Timi, experiente projetista, que nos mostra como montar um filtro para medição de áudio, com ponderação "A".

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

SUMÁRIO

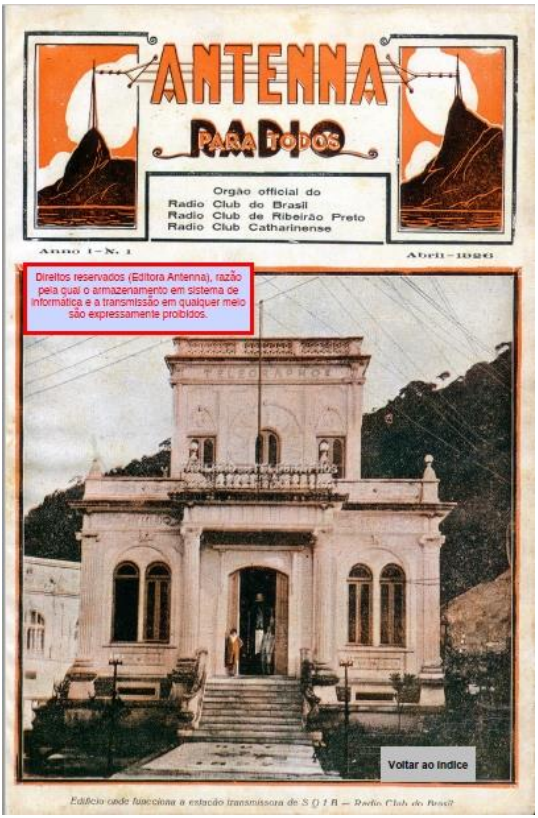
3 - **ANTENNA** – Uma História – Capítulo X.....
Jaime Gonçalves de Moraes Filho
6 - **CQ-RADIOAMADORES** – Acesse Repetidoras Nos 10 Metros Com Seu Voyage.....
Ademir – PT9HP
10 – Divisores de Frequências.....
João Yazbek
13 - Projeto de Pré-amplificadores e Equalizadores RIAA Para Toca-Discos – Parte XIV.....
Álvaro Neiva
23 - **TVKX** – Simples Assim.....
Jaime Gonçalves de Moraes Filho
29 - Um Filtro de Ponderação "Curva-A" Para a Bancada do Experimentador.....
Fábio Timi
39 – Considerações Práticas Sobre Eletrolíticos, ESR & Outros "Bichos".....
Paulo Brites
46 – Loudness, Uma História - Parte III.....
Álvaro Neiva
51 - Análise do Amplificador Nashville NA 2200 PRO.....
Marcelo Yared
65 – Teste de Fator de Amortecimento em Amplificadores – Um Adendo.....
Marcelo Yared

ANTENNA – Uma História - Capítulo X

Jaime Gonçalves de Moraes Filho*

Segundo correspondência enviada em fevereiro de 1926 á Rádio Sociedade, comunicando o lançamento de uma publicação, é possível se ler no cabeçalho: “Antenna – Revista bimensal, consagrada à radioeletricidade e telegrafia em geral”. Seria uma maneira de não só melhor informar aos associados do Rádio Clube do Brasil, mas também de possibilitar a inserção de publicidade comercial, o que possibilitaria algum retorno financeiro. Ao contrário do anunciado, a publicação acabou por ser mensal.

Em abril de 1926, finalmente foi lançado o número 1 da nova publicação, sob o slogan “Antenna - Rádio para todos”, sendo o órgão oficial do Rádio Club do Brasil, do Rádio Club de Ribeirão Preto e do Rádio Club Catarinense. A capa apresentava uma fotografia do antigo Pavilhão dos Telégrafos, na Praia Vermelha, local onde funcionava, na ocasião, a estação SQ1B, primeiro prefixo do Rádio Club do Brasil.



Capa do número 1 de Antenna

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

Folheando este primeiro número, com 36 páginas e impresso nas oficinas gráficas do jornal O Globo, observamos muitas ilustrações, porém que poucos são os artigos de caráter prático, destacando-se um número expressivo de anunciantes, que totalizavam vinte e um, sendo sete ocupando toda a página.

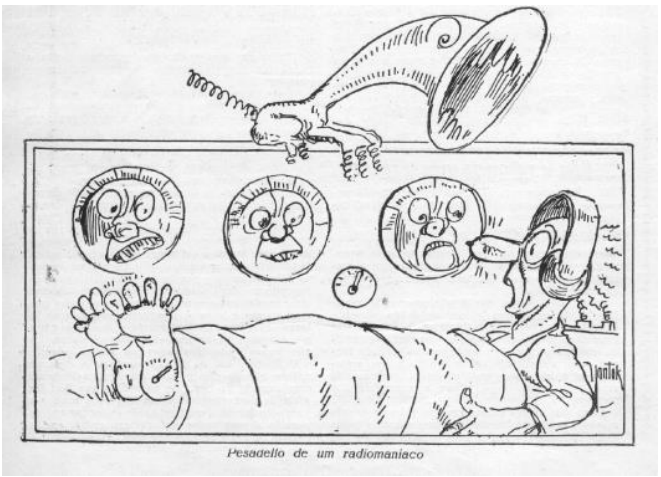
O preço da revista era de “um mil Réis”, bastante acessível para a época. No expediente consta com Diretor o Engenheiro Elba Dias, que ficaria à frente da revista pelos próximos quinze anos.

Nesse primeiro número surge uma seção intitulada ‘diga – me por que...,” destinada a dirimir dúvidas dos leitores em relação a assuntos técnicos e que irá permanecer ativa por mais de 30 anos, tendo um breve ressurgimento da década de 1990. Esta seção iria, anos mais tarde, operar também com uma pequena taxa para as consultas, devido ao grande volume de correspondência e a necessidade de um pronto atendimento.

Interessante observar que as duas emissoras que operavam no Rio de Janeiro, no regime de sociedade entre os seus ouvintes, também possuíam um serviço semelhante de consultas técnicas “ao vivo” e de orientações para o reparo dos rádio-receptores.

Por se tratar de um primeiro número, evidentemente não havia cartas a serem respondidas, aproveitando-se o espaço para a publicação de um texto sobre “Como se faz uma solda”, em que são detalhadas as técnicas usuais para uma boa soldagem, iniciando-se com o próprio ferro de soldar, “que deve ser limpo com uma lixa velha e depois aquecido em uma chama até que comece a mudar de cor”...

Encontramos também uma página destinada ao humor, escrita e ilustrada por um dos maiores cartunistas da época, Max Yantok, intitulada “Radiotice”.

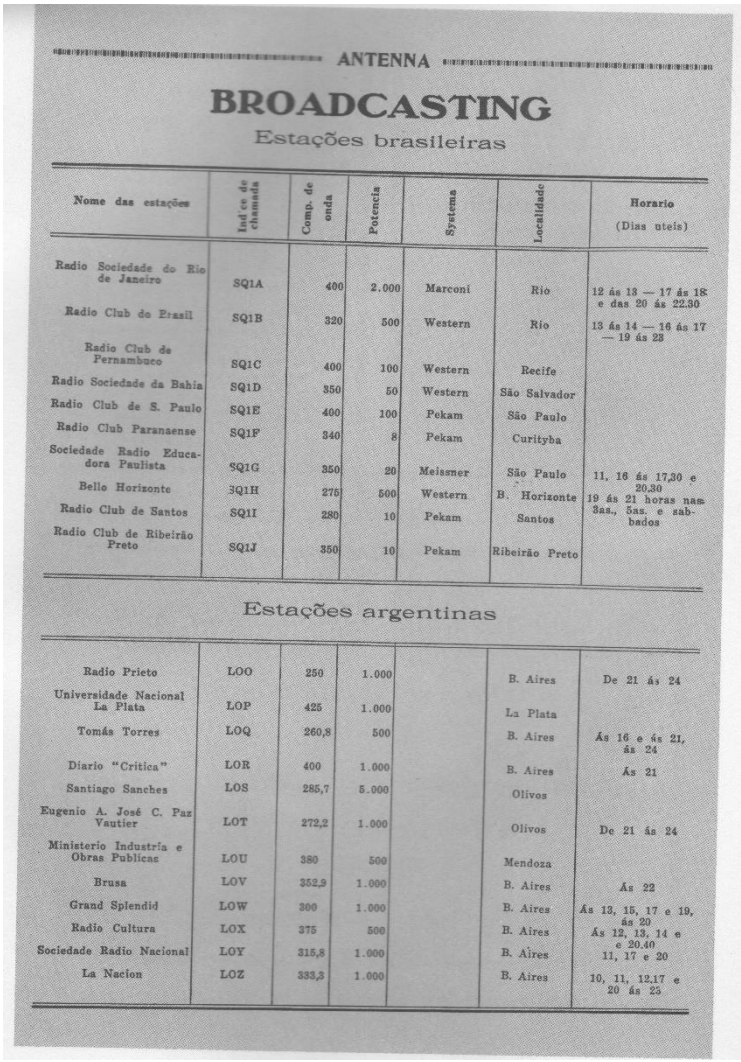


Charge de Max Yantok

São apresentadas também as seções “Ideias de amador”, que irá se transformar em uma coluna de grande sucesso intitulada “Ideias do Leitor”. Na seção “Na Officina” é apresentado um artigo de caráter prático, sobre a montagem de um rádio receptor à Galena.

Elba Dias seria durante algum tempo o redator da seção ”Telegrapho”, que, com o avanço das telecomunicações via rádio, acabaria por ser desativada.

O primeiro número de Antenna é encerrado com uma relação de todas as emissoras brasileiras de Broadcasting, totalizando dez estações.



ANTENNA

BROADCASTING

Estações brasileiras

Nome das estações	Ind ce de chamada	Comp. de onda	Potencia	Systema	Localidade	Horario (Dias uteis)
Radio Sociedade do Rio de Janeiro	SQ1A	400	2.000	Marconi	Rio	12 ás 13 — 17 ás 18 e das 20 ás 22.30
Radio Club do Brasil	SQ1B	320	500	Western	Rio	13 ás 14 — 16 ás 17 — 19 ás 23
Radio Club de Pernambuco	SQ1C	400	100	Western	Recife	
Radio Sociedade da Bahia	SQ1D	350	50	Western	São Salvador	
Radio Club de S. Paulo	SQ1E	400	100	Pekam	São Paulo	
Radio Club Paranaense	SQ1F	340	8	Pekam	Curityba	
Sociedade Radio Educadora Paulista	SQ1G	350	20	Meissner	São Paulo	11, 16 ás 17,30 e 20,30
Bello Horizonte	SQ1H	275	500	Western	B. Horizonte	19 ás 21 horas nas 3as., 5as. e sabbados
Radio Club de Santos	SQ1I	280	10	Pekam	Santos	
Radio Club de Ribeirão Preto	SQ1J	350	10	Pekam	Ribeirão Preto	

Estações argentinas

Radio Prieto	LOO	250	1.000		B. Aires	De 21 ás 24
Universidade Nacional La Plata	LOP	425	1.000		La Plata	
Tomás Torres	LOQ	260,8	500		B. Aires	Ás 16 e ás 21, ás 24
Diario “Critica”	LOR	400	1.000		B. Aires	Ás 21
Santiago Sanches	LOS	285,7	5.000		Olivos	
Eugenio A. José C. Paz Vautier	LOT	272,2	1.000		Olivos	De 21 ás 24
Ministerio Industria e Obras Publicas	LOU	380	500		Mendoza	
Brusa	LOV	352,9	1.000		B. Aires	Ás 22
Grand Splendid	LOW	300	1.000		B. Aires	Ás 13, 15, 17 e 19, ás 20
Radio Cultura	LOX	375	500		B. Aires	Ás 12, 13, 14 e e 20.40
Sociedade Radio Nacional	LOY	315,8	1.000		B. Aires	11, 17 e 20
La Nacion	LOZ	333,3	1.000		B. Aires	10, 11, 12,17 e 20 ás 25

A cargo de Ademir, PT9HP

ACESSE REPETIDORAS NOS 10 METROS COM SEU VOYAGE

Se você é um feliz possuidor de um transceptor Voyage (sem o erre) BR-9000 ou BR-9200, como estes mostrado nas fotos abaixo, você pode operar tranquilamente nas repetidoras em 10 metros, no modo FM. Claro, se você tem um lindo e caríssimo transceptor digital, já tem como fazer isso com a maior comodidade.

Mas, se você gosta de operar com rádios modificados e de baixa potência, estes aparelhos da marca Voyage são excelentes e te darão muitas alegrias.

A orientação é esta: o aparelho opera até os 28.315 na banda F. Como já ensinamos em nosso livro Macetes e Gambiarras para o PX, o canal 40 é o limite, mas com o clarificador programado para subir em passos de 1 até 10 Khz, você tem toda a faixa de 10 metros em suas mãos.

Tenho feito o seguinte: uso o canal 39 para cobrir o resto da faixa utilizando o clarificador. O canal 40 eu reservo para operar em repetidoras, visto que CADA canal pode ser programado de modo independente dos demais! Isso pode ser uma dor de cabeça para os PX, mas para nós, radioamadores, é a solução para se operar em 10 metros em todas as modalidades, incluindo as repetidoras que estão acima dos 29 MHz.

Sim, você pode **COBRIR TODA A BANDA** de 11 e 10 metros dentro de um único canal, fazendo uso exclusivamente do clarificador! Aperte o botão e você seleciona os passos de 10 Hz até 10 Khz! Use sempre 1 Khz em 10 metros.

O SEGREDO

No canal 40 (limite máximo da última banda), faça o seguinte:

1 – Rode o clarificador até chegar a uma frequência de saída de uma das repetidoras. Veja a tabela. Poderia ser 29.630.

2 - Aperte a tecla FUNÇÃO por dois segundos. Imediatamente aparecerá no display uma função. Continue apertando a tecla função até você achar a função CLA (de clarificador). Agora rode o botão *seletor de canais* até aparecer a função CLA r. Imediatamente, rode através do clarificador em sentido anti-horário 100 Khz abaixo. Após isso, aperte novamente a tecla função ou aguarde alguns segundos.

3 – Teste. Aperte o PTT do rádio. O dígito mostra uma diferença de 100 Khz para menos, que é a frequência de transmissão. Ao soltar o dígito volta para frequência de recepção. Funciona como um rádio VHF na função + ou – para acessar a repetidora.

DETALHES

As repetidoras em 10 metros têm uma diferença de 100 Khz entre transmissão e recepção. Neste caso, a transmissão é sempre 100 Khz ABAIXO da frequência que você está ouvindo os sinais da repetidora.

Se você programou corretamente, o canal 40 estará sempre na frequência de recepção. Se você mudar o clarificador, mudará a frequência de transmissão, mas a recepção continuará 100 Khz acima! Tudo isso num único canal. Os demais não mudam nada

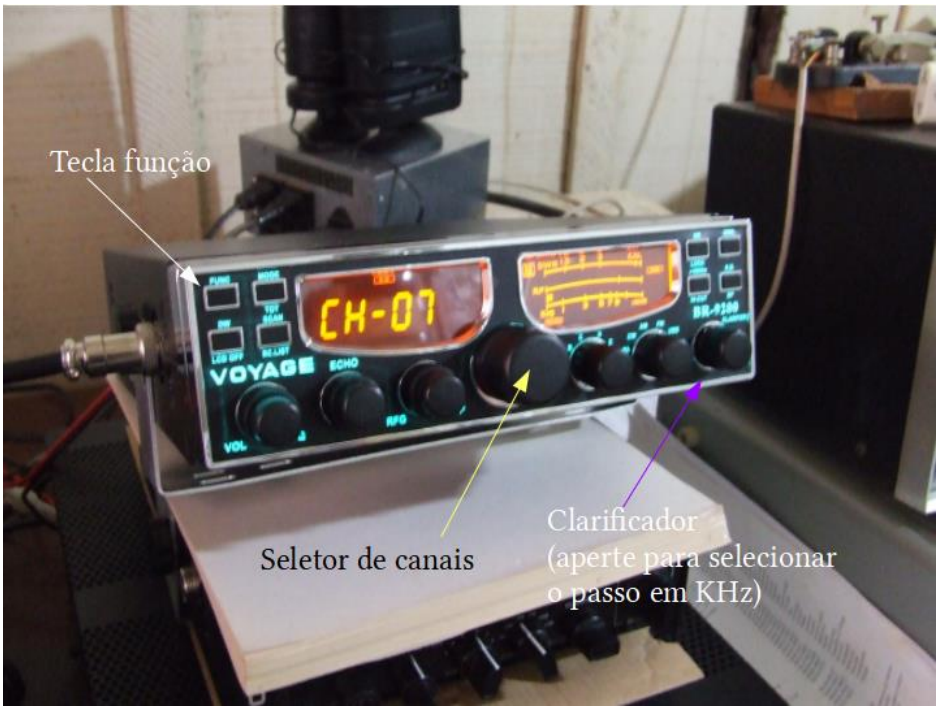
Se você se perder, lembre-se: você mudou só a frequência de transmissão. Portanto, veja onde você está recebendo e corrija com o clarificador (que está na função de mudança exclusiva de transmissão). Para isso, inicie o processo começando desde a primeira etapa. Se você mudar de canal, verá que as frequências estão normais, transmitindo e recebendo na mesma QRG

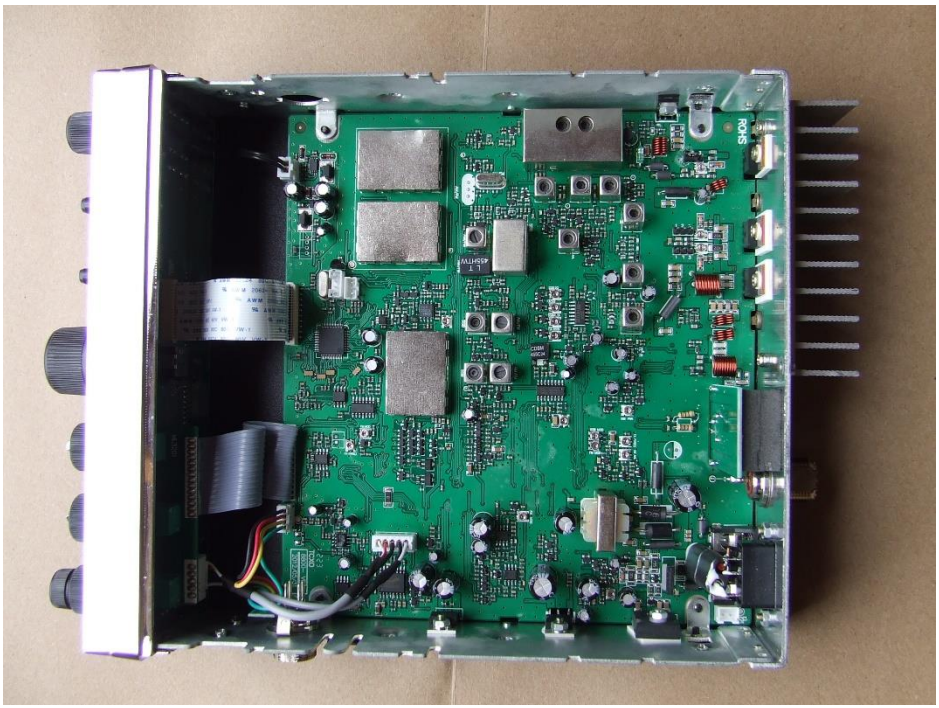
PRINCIPAIS FREQUÊNCIAS DE REPETIDORAS NOS EUA

SAÍDA (RX)	ENTRADA (TX)
29.620	29.520
29.640	29.540
29.660	29.560
29.680	29.580

“Só isso de repetidoras em 10 metros?”. Talvez você se esteja perguntando. Na verdade, tem muito mais, inclusive no Canadá, na Europa... mas estas estão todas nos Estados Unidos e não precisam de subtom para ativá-las! Isso significa que com seu BR-9000 ou BR-9200 você poderá acioná-las sem problemas.

Claro, você precisa de alguma potência ou uma boa antena direcional, mas os aparelhos citados podem sair com até 30 watts, o que não é nada desprezível em 10 metros.


Tecla função
CH-07
VOYAGE
Seletor de canais
Clarificador
(aperte para selecionar
o passo em KHz)



Na foto acima, a vista interna do transceptor Voyage BR-9200, especialmente projetado para a banda de 10 metros.

Note que os componentes são quase todos tipo SMD, portanto, nada de enviá-los para picaretas acostumados a “consertar PX” com marretas, martelo, chave inglesa, serrote... Felizmente seu preço é extremamente baixo nas lojas de Ciudad del Este, Paraguai.

À primeira vista, não tem muita semelhança com o modelo BR-9000, mas as funções de programa são as mesmas, inclusive não necessitando de software nem cabo especial.

Diferente do outro modelo, este pelo menos não apita interminavelmente quando se aciona o beep. Só o retorno de CW é que continua alto, sem controle.

Muito apreciado pelos PX e agradável ao ouvido quando usado com moderação, a câmara de eco é muito suave e o retorno é baixo, não atrapalhando a modulação nem dando microfonias indesejáveis.

Achamos apenas que os botões dianteiros são muito frágeis. No nosso caso, trocamos dois deles por botões de aparelhos de som. Ficou muito bonito o resultado final.

Divisores de Frequência

João Yazbek*

No mês passado falamos sobre a quantidade de vias das caixas acústicas e da necessidade de dividir o espectro sonoro para cada uma dessas vias. Vimos também os arranjos mais comuns utilizados nas caixas do tipo bookshelf e nas do tipo torre.

O trabalho de dividir o espectro sonoro em partes é feito por um circuito eletrônico chamado de divisor de frequência (ou *crossover*, em inglês). Um *crossover* é definido basicamente pelo número de vias, pela frequência (ou frequências) de corte e pela taxa de atenuação em função da frequência.

Os dois primeiros itens foram abordados na coluna do mês passado. Vimos, por exemplo, que uma caixa bookshelf típica tem duas vias e uma frequência de crossover entre 2 e 4 kHz (anteriormente afirmamos que essa frequência estava entre 3 e 4 kHz, porém a faixa entre 2 e 4 kHz é mais utilizada na prática).

A taxa de atenuação nos diz quanto do sinal não desejado é atenuado em função da frequência, conforme esta se afasta do ponto de transição. Essa taxa é um quesito definido no projeto da caixa acústica e afeta diretamente a complexidade e o custo do crossover.

Os divisores de frequência se dividem em dois tipos: os ativos e os passivos.

Os divisores passivos são o tipo mais comum encontrado em caixas para Home-theater, à exceção dos subwoofers, que usam filtros ativos em sua eletrônica. Falaremos mais sobre os detalhes de subwoofers em uma coluna futura.

Já os divisores ativos são bastante utilizados em sistemas de áudio profissional e ultimamente também têm sido vistos com frequência em instalações automotivas, mas seu uso é restrito em sistemas residenciais.

Os divisores passivos usualmente fazem seu trabalho escondidos do usuário de sistemas residenciais: eles ficam colocados no interior das caixas acústicas ou arandelas para Home-theater, posicionados entre a saída do amplificador e os alto-falantes. Disso resulta um sistema muito simples, onde um amplificador por canal dá conta do recado.

Produtos mais simples utilizam crossovers chamados de primeira ordem ou de 6 dB/8ª, o que significa que o sinal é atenuado em 6dB a cada oitava para cima ou para baixo na frequência a partir do ponto de crossover, dependendo da via considerada.

***Mestre em Engenharia Eletrônica**

Por exemplo, para um tom de 1 kHz, uma oitava abaixo é 500 Hz e uma oitava acima é 2 kHz. O Decibel ou dB é uma unidade logarítmica que, neste caso, indica a atenuação do sinal. Quanto maior esse número maior a atenuação do crossover.

Divisores de 6 dB/8ª são simples e, portanto vistos em produtos baratos. Apesar de apresentarem algumas vantagens, como melhor comportamento temporal, eles fazem com que os alto-falantes reproduzam frequência indesejadas por um longo pedaço do espectro audível, dada a baixa atenuação.

Isso pode ser ruim, pois, em função da construção da caixa, as frequências podem se adicionar ou se subtrair, gerando picos ou vales na resposta em frequência.

Mas, o pior problema de crossovers de primeira ordem é que os tweeters acabam recebendo muita energia em baixa frequência (que eles não deveriam estar recebendo) e, portanto, estão mais sujeitos a serem danificados por excesso de potência nessas frequências.

Os filtros mais utilizados atualmente são os de 12 dB/8ª ou de 2ª ordem. A complexidade aumenta um pouco, mas a atenuação nas frequências nas quais o alto-falante não trabalha corretamente dobra. Desta forma, o principal problema, que é o excesso de potência em frequências baixas que chegam ao tweeter, é minimizado.

Este tipo de crossover é de longe o mais utilizado, pelo compromisso entre complexidade, atenuação e custo obtidos. Um crossover de 18 dB/8ª ou 24 dB/8ª já se torna muito complexo para ser implementado de forma passiva em caixas residenciais.

Os crossovers passivos são construídos utilizando capacitores, indutores e resistores, que, por estarem na saída do amplificador, são itens de tamanho grande e têm custo elevado.

Um crossover de primeira ordem e duas vias é bastante simples, podendo ser construído com apenas dois componentes. Já os de 2ª ordem e duas vias necessitam de ao menos quatro componentes. Caso o número de vias passe de duas para três, o número mínimo de componentes aumenta para quatro para o de primeira ordem e oito para o de segunda ordem.

Filtros com ordem e número de vias maiores logo chegam a uma complexidade de projeto considerável e a um número de componentes elevado, o que se reflete na construção e no custo. Por isso, crossovers passivos geralmente são compostos de filtros de 2ª ordem com duas vias, chegando no máximo a até quatro vias.

Já nos sistemas ativos os crossovers ficam colocados antes dos amplificadores, de forma que cada via tem que ter seu próprio amplificador, que está ligado diretamente no alto-falante.

Esses sistemas são também chamados de bi-amplificados (aqueles com duas vias ativas) ou tri-amplificados (aqueles com três vias ativas) e assim por diante. A complexidade adicional resultante de um sistema bi ou tri amplificado inibe bastante a aplicação de sistemas ativos em Home-theater, onde o número de canais é de pelo menos cinco.

Porém, com crossovers ativos, as limitações citadas acima desaparecem, pois os filtros estão colocados antes do amplificador e podem ser realizados de forma analógica com componentes de pequeno porte e através de circuitos ativos, que apresentam melhor desempenho e precisão.

Além disso, eles podem ser construídos com taxas de 24 dB/8ª ou até 48 dB/8ª, que são filtros excepcionais, com bastante atenuação fora da banda desejada.

Alternativamente, os filtros podem ser construídos de forma digital, e implementados através do uso de um microprocessador dedicado chamado de DSP (Digital Signal Processor ou Processador Digital de Sinais).

Crossovers digitais são precisos, versáteis e podem ter a ordem e a atenuação que se desejar. Através do software de controle, é possível se modificar a frequência de corte, a taxa de atenuação e até a ordem do filtro, de forma simples.

Os circuitos ativos trazem consigo o aumento do número de amplificadores. O crossover fica muito melhor, mas a complexidade do sistema resultante aumenta. No mundo profissional, o ganho de desempenho é amplamente compensado, de forma que o aumento da complexidade não é relevante.

Para finalizar, devo citar que bi-amplificação não é a mesma coisa que bi-cabeamento. O último é uma técnica que usa somente um amplificador e cabos separados para alimentar as seções de graves e agudos da caixa acústica. Os resultados são significativamente diferentes dos obtidos com bi-amplificação.

Mas isso fica para o mês que vem. Até lá!

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



Álvaro Neiva*

Circuitos de Equalização RIAA

Voltando ao P06 com HPF e modificação conforme ref. [15]:

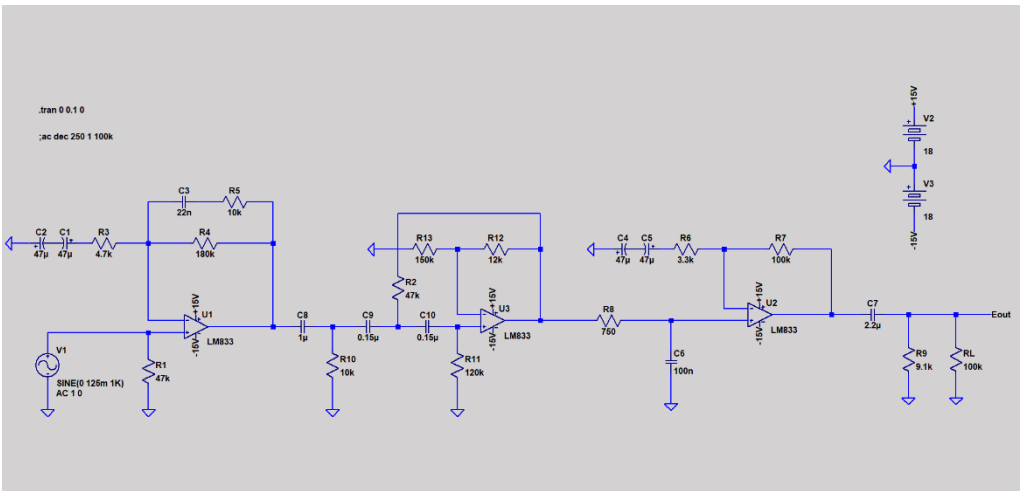


Fig. 1

Vamos verificar a capacidade de sobrecarga e nível de ruído dessa última configuração:

Primeiro aplicando 1khz com 132mV de pico (92mVrms), como fizemos com o PP3, para observar a resposta no tempo.

***Engenheiro Eletricista**

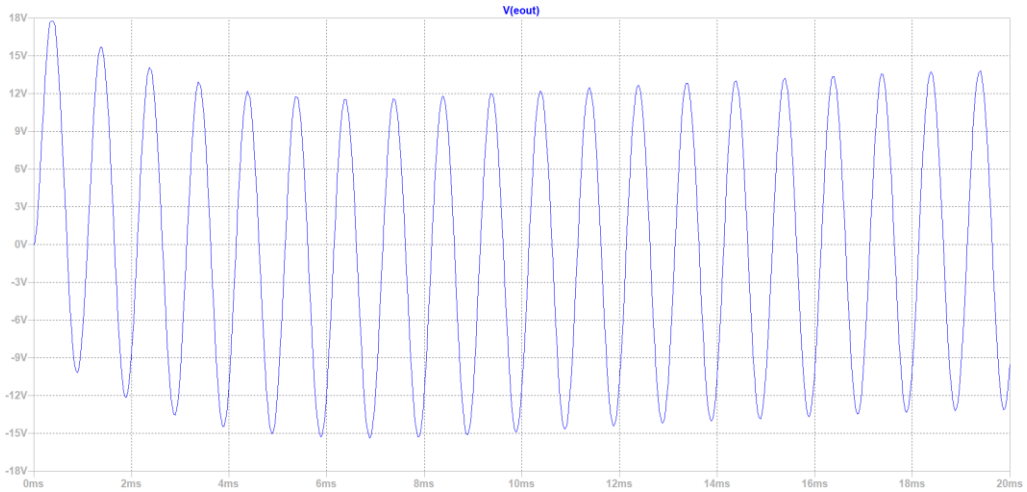


Fig. 2

Um pouquinho a mais de clipping no primeiro ciclo, mas passou no teste.

Agora, testando o ruído térmico de fundo (com entrada em curto):

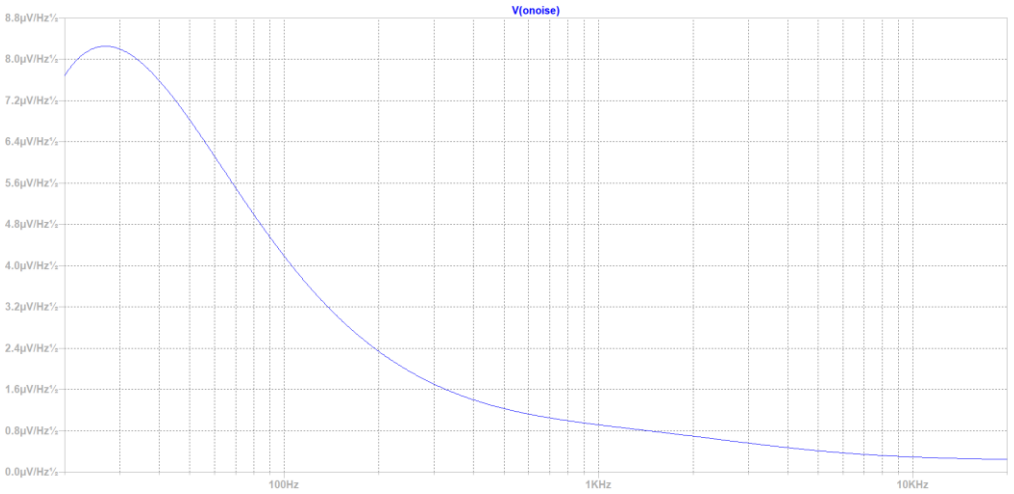


Fig. 3

Integrando o ruído de saída entre 20Hz e 20kHz, teremos 91uVrms, ou uma relação sinal a ruído de 75dB, em relação a 0,5Vrms de saída.

Para comparação, o resultado do PP3:

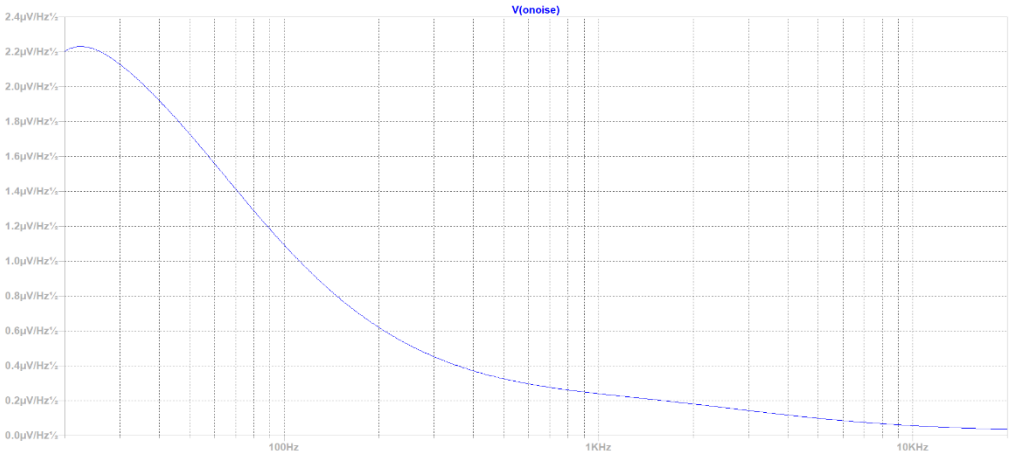


Fig. 4

Integrando, teremos 22uV entre 20Hz e 20kHz, nas mesmas condições, uma relação sinal a ruído de 87dB, uma vantagem de 12dB para o PP3, usando os mesmos opamps.

Podemos considerar esses exemplos como circuitos de média ou alta complexidade e alto desempenho. Todos usam dois estágios de amplificação e foram implementados com amplificadores operacionais integrados de custo razoável e muito boas características. O uso de um integrador para zerar o offset do último estágio, como feito no PP3 pode ser encontrado no livro de Walter J. Jung “Signal Amplifiers”, como mencionado na referência [16].

Vamos avaliar agora uma implementação de dois estágios também e com equalização passiva, mas usando válvulas.

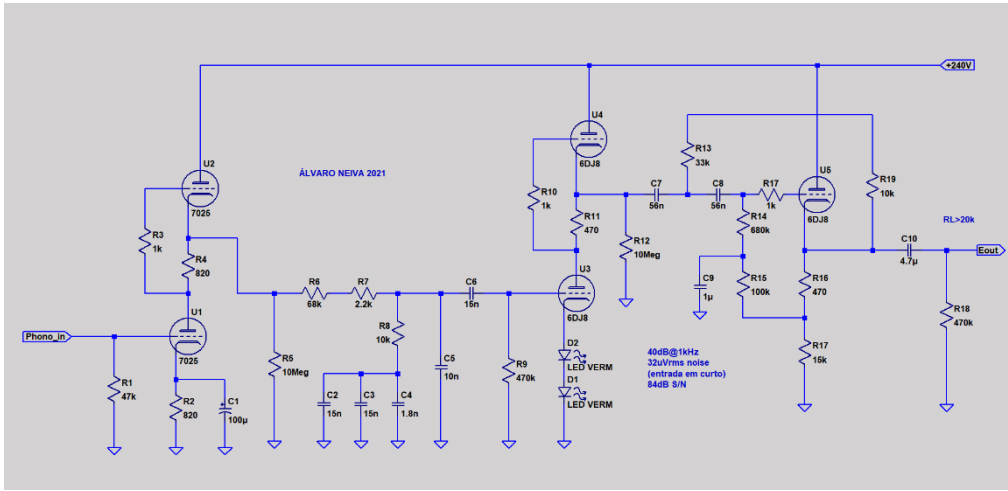


Fig. 5

Descrição do circuito:

U1 e U2 são metades de uma válvula duplo tríodo de baixo ruído e alto ganho, uma 7025 ou 12AX7A.

Junto a R1, R2,R3, R4 e C1, formam um estágio amplificador SRPP, que tem ganho aproximadamente de μ/2, onde μ é o fator de amplificação da válvula, umas 50 vezes ou 34dB nesse caso.

Após o primeiro estágio de preamplificação, a rede RC formada pelos resistores R6, R7 e R8 e os capacitores C2, C3, C4 e C5 faz a equalização RIAA.

Em seguida, C6 e R9, mais U3 e U4, metades de uma válvula 6DJ8, 6922 ou ECC88, polarizada por D1 e D2, compõem o segundo estágio de amplificação SRPP e primeiro estágio do filtro passa altas de 3ª ordem.

O estágio descrito acima será completado pelo filtro de segunda ordem do tipo Sallen & Key, formado por U5, uma metade de um duplo tríodo de médio μ e baixa resistência de placa como U3 e U4 ligada como seguidor de catodo, em conjunto com a rede RC formada por C7, C8, R13, R19 e R14.

Usar os diodos na polarização do segundo estágio tem a vantagem de evitar a variação do ponto de operação ao aplicar o sinal, como num estágio com resistor de catodo desacoplado por capacitor, sem reduzir o ganho como num estágio com resistor de catodo sem desacoplamento [17].

Apesar da resistência dinâmica dos LEDs ser não linear, os valores de DHT serão bastante baixos (DHT<0,05% tipicamente).

Os estágios de amplificação SRPP possuem a alta impedância de entrada de um estágio em catodo comum e uma impedância de saída baixa, embora maior que a de um seguidor de catodo, o que permitiu usar valores menores nas resistências na rede de equalização, ajudando a obter níveis de ruído térmico bastante baixos.

Os resistores R5 e R12 servem para garantir a descarrega dos capacitores da rede de equalização e C7 do filtro passa altas ao desligar o circuito.

A resposta total será mostrada na tabela e no gráfico abaixo:

RIAA Padrão relativa			RIAA simulada		
Frequência(Hz)	Magnitude(dB) rel.	Ganho (dB)	Frequência(Hz)	Magnitude(dB)	Erro (dB)
20	19,3	59,3	20	59,4	0,1
30	18,6	58,6	30	59,0	0,4
40	17,8	57,8	40	58,0	0,2
50	17,0	57,0	50	57,0	0,0
60	16,1	56,1	60	56,1	0,0
80	14,5	54,5	80	54,5	0,0
100	13,1	53,1	100	53,1	0,0
150	10,3	50,3	150	50,3	0,0
200	8,2	48,2	200	48,2	0,0
300	5,5	45,5	300	45,4	-0,1
400	3,8	43,8	400	43,8	0,0
500	2,6	42,6	500	42,6	0,0
800	0,7	40,7	800	40,8	0,1
1000	0,0	40,0	1.000	40,0	0,0
1500	-1,4	38,6	1.500	38,7	0,1
2000	-2,6	37,4	2.000	37,5	0,1
3000	-4,8	35,2	3.000	35,5	0,3
4000	-6,6	33,4	4.000	33,6	0,2
5000	-8,2	31,8	5.000	32,0	0,2
6000	-9,6	30,4	6.000	30,6	0,2
8000	-11,9	28,1	8.000	28,3	0,2
10000	-13,7	26,3	10.000	26,5	0,2
15000	-17,2	22,8	15.000	23,1	0,3
20000	-19,6	20,4	20.000	20,6	0,2
			Erro médio quadrático (dB)		0,03
			Erro rms (dB)*		0,16
			Erro médio (dB)		0,12
			*Raiz quadrada do Erro Médio Quadrático		

Tabela 1

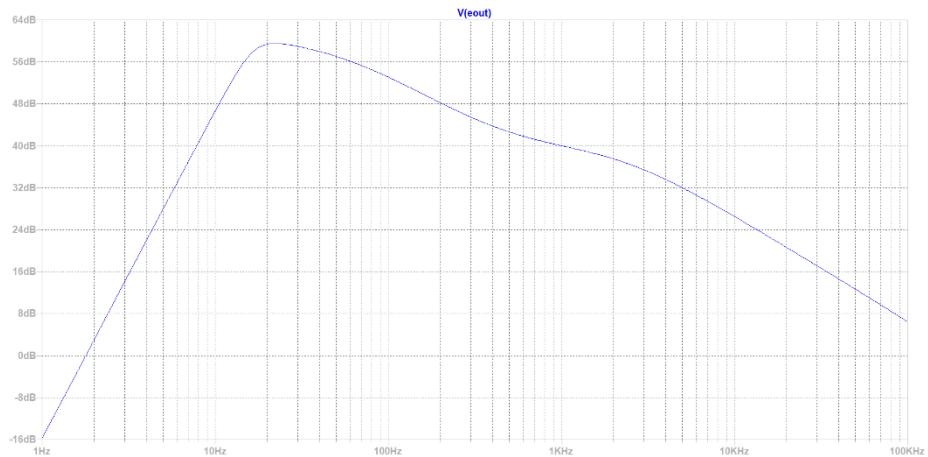


Fig. 6

O erro da equalização simulada:

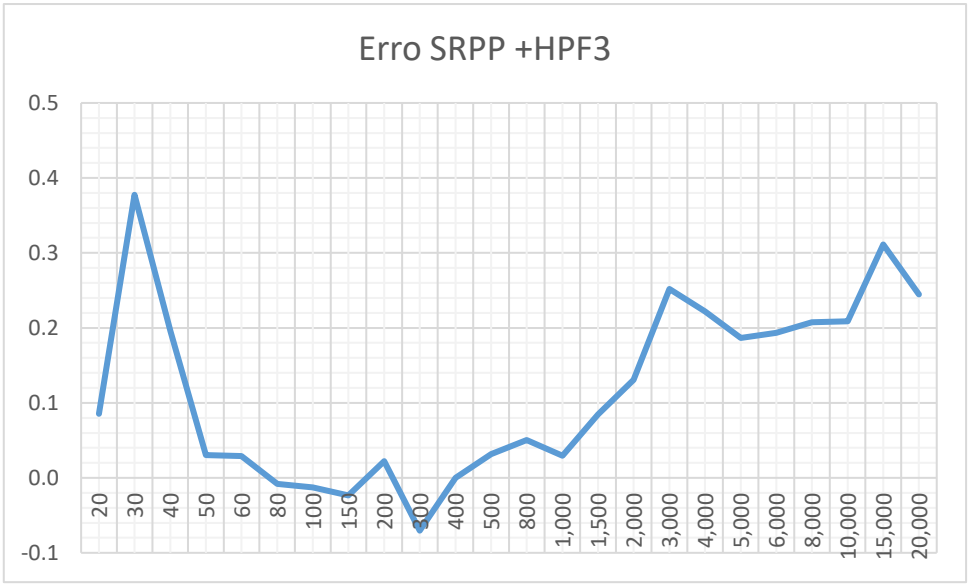


Fig. 7

Um resultado excelente! No domínio do tempo, o circuito admite até 0,5V de pico na entrada a 1kHz, gerando 50V de pico sobre uma carga de, no mínimo, 20kΩ.

Uma vantagem das válvulas em pré-amplificadores é que todos os sinais com que elas têm de lidar podem ser considerados pequenos sinais... para uma alimentação de 200 a 300V.

Nível de ruído na saída:

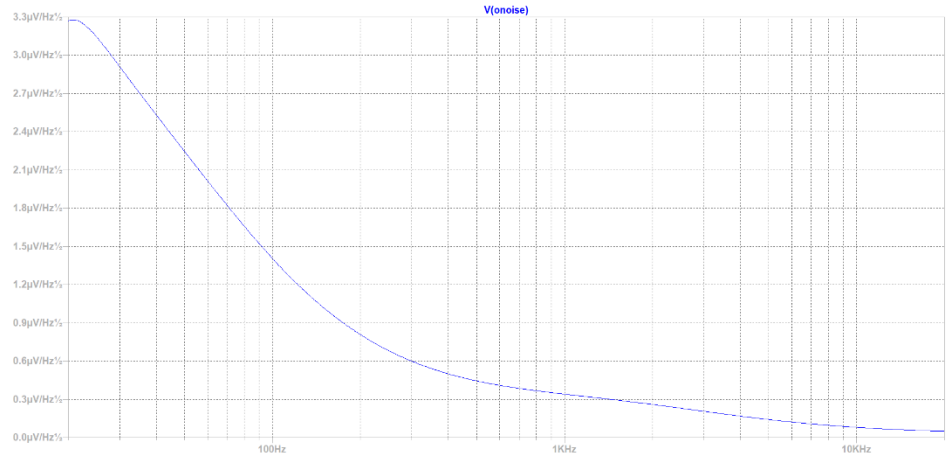


Fig. 8

Uma comparação de resultados:

Circuito	S/N (dB)	Erro +-dB (rms)	Opamps/ch (quantidade)	RL
PP2 rev. 1 com HPF 3ªordem	86	0,28	3	10kΩ
PP3 rev. 1 com HPF 3ªordem	87	0,17	3	10kΩ
P06 rev. 1 com HPF 3ªordem	75	0,22	3	10kΩ
SRPP + HPF3	84	0,16	5 tríodos (2 e 1/2 válvulas)	>20kΩ

Tabela 2

Lista de Material do pré SRPP (1 canal)

C1 capacitor, 100µF, 16V, eletrolítico;
C2 capacitor, 15nF, 400V, poliéster metalizado ou polipropileno;
C3 capacitor, 15nF, 400V, poliéster metalizado ou polipropileno;
C4 capacitor, 1.8nF, 400V, poliéster metalizado ou polipropileno;
C5 capacitor, 10nF, 400V, poliéster metalizado ou polipropileno;
C6 capacitor, 15nF, 400V, poliéster metalizado ou polipropileno;
C7 capacitor, 56nF, , 400V, poliéster metalizado ou polipropileno;
C8 capacitor, 56nF, 400V, poliéster metalizado ou polipropileno;
C9 capacitor, 1µF, 400V, poliéster metalizado ou polipropileno;
C10 capacitor, 4.7µF, 400V, poliéster metalizado ou polipropileno;
D1 LED VERM
D2 LED VERM

Resistores (1% de filme metálico)

R1 resistor, 47KΩ, 1%, 1/4W;
R2 resistor, 820Ω, 1%, 1/4W;
R3 resistor, 1KΩ, 5%, 1/4W;
R4 resistor, 820Ω, 1%, 1/4W;
R5 resistor, 10MΩ, 5%, 1/4W;
R6 resistor, 68KΩ, 1%, 1/4W;
R7 resistor, 2.2KΩ, 1/4W;
R8 resistor, 10KΩ, 1%, 1/4W;
R9 resistor, 470KΩ, 1%, 1/4W;
R10 resistor, 1KΩ, 5%, 1/4W;
R11 resistor, 470Ω, 1%, 1/4W;

R12 resistor, 10MΩ, 5%, 1/4W;
R13 resistor, 33KΩ, 1%, 1/4W;
R14 resistor, 680KΩ, 1%, 1/4W;
R15 resistor, 100KΩ, 1%, 1/4W;
R16 resistor, 470Ω, 1%, 1/4W;
R17 resistor, 1KΩ, 5%, 1/4W;
R17 resistor, 15KΩ, 5%, 3W
R18 resistor, 470KΩ, 1%, 1/4W;
R19 resistor, 10KΩ, 1%, 1/4W;

(R13 e R19 podem ser substituídos por um de 43kΩ, 1%, 1/4W)

U1 1/27025 ou 12AX7;
U2 1/27025 ou 12AX7;
U3 1/26DJ8 ou 6922;
U4 1/26DJ8 ou 6922;
U5 1/26DJ8 ou 6922;

Serão usadas duas 7025 ou 12AX7 e três 6DJ8 ou 6922 para um pré-amplificador estéreo.

Bom, quem sentir arrepios por usar um filtro passa altas de terceira ordem pode experimentar a versão a seguir...

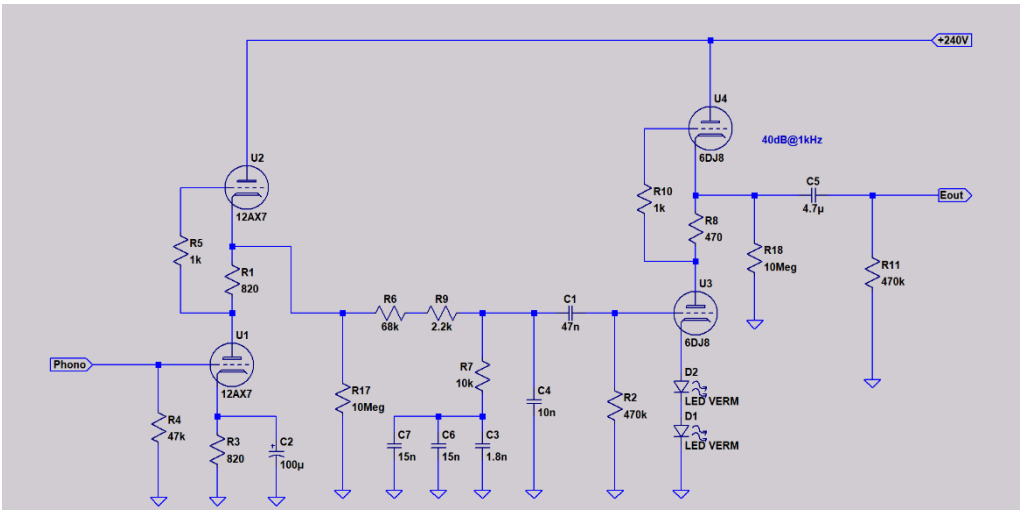


Fig. 9

Com a resposta abaixo:

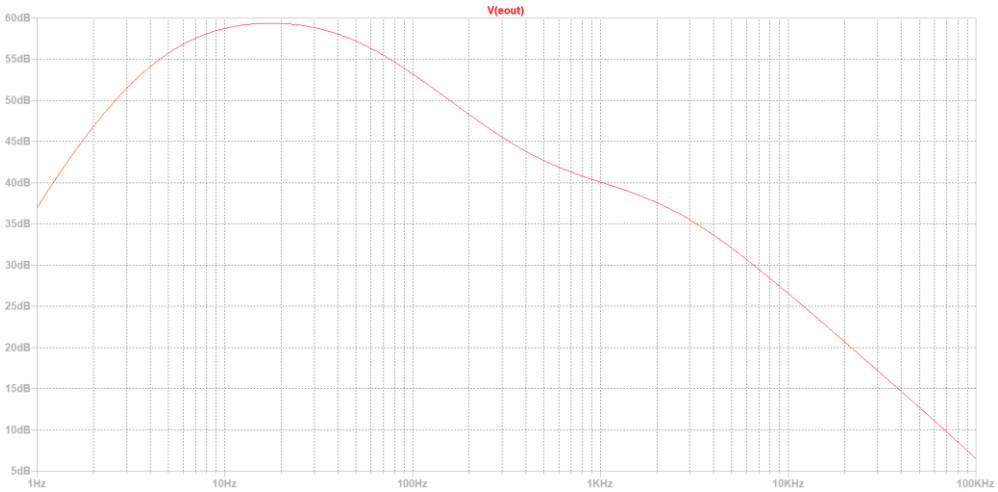


Fig. 10

Quem quiser, ainda pode usar um resistor de 470Ω no lugar dos dois LEDs, reduzindo o ganho para 36dB e garantindo baixíssima DHT. Quem preferir manter a tradição e o ganho, basta colocar um capacitor de desacoplamento de 220µF em paralelo com o resistor de 470 Ω.

No próximo artigo, apresentaremos a fonte de alimentação para os dois pré-amplificadores com válvulas.

Também vamos avaliar no próximo artigo a possibilidade de usar um único estágio amplificador para a equalização e suas vantagens e desvantagens, seja com opamp, com transistores ou válvulas. Deixando sempre a função de filtro passa-altas para um segundo estágio.

Referências:

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

5. Zobel, O.J. (1923), **Theory and Design of Uniform and Composite Electric Wave-filters**. Bell System Technical Journal, 2: 1-46. doi:10.1002/j.1538-7305.1923.tb00001.x (internet).
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),** (internet).
7. Maloberti, Franco; Davies, Anthony C.; **A Short History of Circuits and Systems**. River Publishers, 2016.© IEEE 2016.
8. Kuo, Frank F., **Network Analysis and Synthesis**, John Wiley & Sons, 1966.
9. Daryanani, Gobind, **Principles of Active Network Synthesis and Design**, Bell Laboratories, John Wiley & Sons, 1976.
10. Van Valkenburg, M. E., **Introduction to Modern Network Synthesis**, John Wiley & Sons, 1960.
11. Tedeschi, Frank P.; **The Active Filter Handbook**, Tab Books, 1979.
12. Stephenson, Frederick William; et al, **RC Active Filter Handbook**, John Wiley & Sons, 1985.
13. Close, Charles M.; **Circuitos Lineares**, (*The Analysis of Linear Circuits*); tradução: Ana Lucia Serio de Almeida, José Abel Royo dos Santos e José Carlos Goulart de Siqueira (Escola Federal de Engenharia de Itajubá); Copyright © 1966 by Harcourt, Brace Jovanovitch, Inc.; Copyright © 1975 by LTC - Livros Técnicos e Científicos Editora S. A.
14. Desoer, Charles A.; Kuh, Ernest S.; **Teoria Básica de Circuitos** (*Basic Circuit Theory*); tradução: Carlos Peres Quevedo; Copyright © 1969 by McGraw-Hill, Inc.; Copyright © 1979 Ed. Guanabara Dois.
15. **AN-346, High-Performance Audio Applications of The LM833**, Texas Instruments, agosto de 1985, revisado em maio de 2013.
16. Millet, Pete; **LR Phono Preamps**, disponível na internet em 21/09/2021, no endereço: http://www.pmillett.com/file_downloads/LR%20Phono%20Preamps.pdf
17. Jones, Morgan; Valve Amplifiers, 3rd ed., 2003, Elsevier Ltd.



Quanto Mais Fino... Pior!

Mais uma vez vamos encontrar Carlito, Zé Maria e Toninho reunidos antes do expediente na Padaria do Mario, trocando ideias antes de começarem as tarefas programadas para o dia:

- Mas é o que eu digo... Daqui a pouco ficarão tão finas que será impossível se fazer qualquer coisa!

- São os novos tempos. Temos que nos adaptar a isso tudo.

- Estão a falar dos meus pãezinhos?

- Bem que poderia ser, Seu Mario! Também estão cada vez mais mirrados. Ficam difíceis de passar uma faca ao meio sem embolar todo o miolo.

- É de outra coisa que estamos falando. Nada a ver com pães. Estamos comentando sobre os televisores que a cada dia estão sendo fabricados com as telas mais finas, difícil de serem abertas ou desmontadas.

- Ora essa! Jurava que estavam a fazer críticas acerca do tamanho dos pãezinhos!

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

- Quinze para as nove, turma! Temos muito trabalho pela frente. Hoje é seu dia de pagar a conta, Zé Maria! Acerte aí com o Mario.

Já na oficina, Toninho veio com a novidade:

- Minha avó sempre dizia para não falar no Coisa Ruim, que ele certamente vai aparecer. Olhem o que nos aguarda: Uma Philco de 32 polegadas com a tal de Borda Infinita.

- Encrenca na certa, isso sim!



TV Philco com Borda Infinita

- Cola! Mais nada! Não tem nem um parafuso para dar alguma esperança!

- O uso de fita de dupla face complicou tudo! Como retirar a tela? Veja só a espessura!

- Se tentar forçar vai quebrar a tela, com certeza, Toninho!

- E se passarmos uma lâmina bem fina por debaixo da borda e colocarmos algum tipo de calço?

- Tenho certeza de que ouviremos um “Creck” e teremos então que explicar ao proprietário como conseguimos destruir a tela de seu TV.

- Pior que não tem outro jeito de se alcançar as barras de LED sem ser retirando a tela.

- Vou pedir ajuda aos meus amigos do Fórum de eletrônica!

- Boa ideia, Toninho. Vamos ver se alguém já passou por isso. Boa sorte!

Quase meio-dia, Toninho já estava mais sorridente, certo de que uma solução havia de ser encontrada.

- Viu só? Já tenho várias sugestões! A primeira é passar uma linha de Nylon, dessas de pesca, bem fininha, por debaixo da borda e fazer um movimento como se estivesse serrando madeira. O fio de Nylon irá cortar a fita de dupla face e permitir que se desmonte a tela.

- Poderíamos usar um pedaço de “linha Chilena”, que a garotada usa para soltar pipas. Elas possuem um abrasivo capaz de cortar tudo! Vai separar a tela fácil, fácil...

- Ótima ideia, Toninho! Dessa vez vamos ter uma tela toda arranhada e por que não, inutilizada! Além do que “Linha Chilena” é artigo de uso proibido.

- Então, o melhor mesmo é adotar a ideia do Claudir! Veja aqui: “Usar aquela manta difusora acrílica mais fina, que vem em cima da tela. Corte um quadradinho de uns 15cm e vá passando com muito cuidado por baixo, entre a tela e a cola, tipo serrote, pois a mesma corta igual navalha e é bem fininha, e tem menos risco de quebrar a tela”.

- Aí sim, Toninho! Vamos ariscar. Ponha o televisor na minha bancada e... Vocês estão ficando caducos?!?! Já leram a etiqueta e a Ordem de Serviço?

- Não... Por que, Carlito?

- Porque está escrito aqui com todas as letras: Conector de antena partido! Quem inventou de desmontar a tela do televisor?

- Culpa minha! Na pressa pedi para o proprietário colocar o nome e endereço e ele então preencheu todo o boleto.

- Chega! Ainda bem que é hora do almoço. Pausa!!!

Depois do almoço, ânimos acalmados, a turma se debruçou sobre um TLC L32S4900, que teve a barra de LEDs substituída.

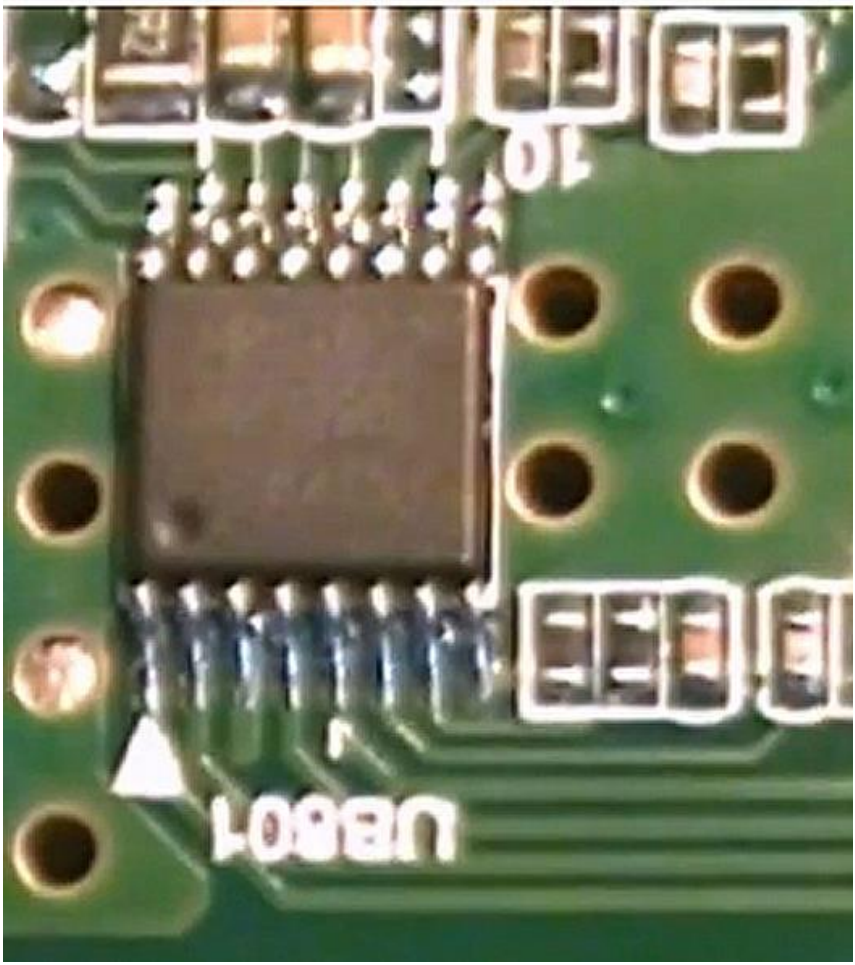
- Temos de reduzir a corrente dos LEDs, Carlito. É a segunda vez que troco as barras e desta vez em garantia. Não adianta pedir ao proprietário para não usar todos os controles na posição máxima.

- Fácil! É só localizar o MosFET e retirar um dos resistores de baixo valor que...

- Deve ter uma solução melhor, Toninho. Não me agrada muito a sua solução, além do que nem todos os televisores são iguais. Observe de onde vem e alimentação dos LEDs.

- Estou seguindo a pista do impresso e me parece que vem daqui, deste CI.

- Deixe ver... Um MP3398, estou certo?

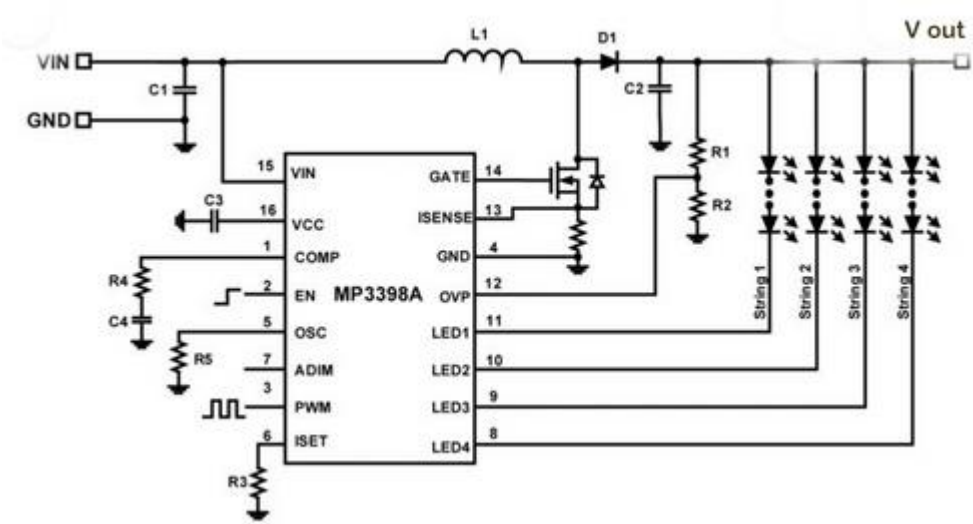


CI UB801 – MP3398

- Agora vamos usar o bom senso, que parece estar ausente aqui na oficia no dia de hoje!

- Já sei! Usar a Internet e consultar o “Datasheet” do CI. Já que essa tralha não possui esquema...

- Já está na mão! Olhe...



Ligações do MP 3398

- Esse mesmo! Está vendo só? Observe como é feita a alimentação dos LEDs, através dos pinos 8 a 11.

- E bem aqui no pino 6 o controle de corrente, está vendo?

- Então se alterarmos o valor desse resistor ligado ao pino 6 e o terra, resolvemos a situação, correto?

- Veja ali no impresso quem vai ligado ao pino 6, Toninho.

- Estou vendo um resistor de... deixe ver... 270KΩ cada um. São dois em paralelo. Logo temos 135KΩ. Vamos alterar para quantos ohms?

- Diria 150KΩ...

- Pouca diferença, Zé Maria. Vamos colocar um resistor de 470KΩ e ver no que dá.

- Patrão mandou... Olhe: Estou retirando os dois resistores de 270KΩ e colocando um só de 470KΩ. Aposto que os LEDs não irão nem acender!

E, mais uma vez, enganou-se...Os LEDs acenderam e a luminosidade da tela ficou praticamente normal.

- Falta agora ver o quanto foi alterado. Temos que medir a tensão no barramento antes e agora;

- Estava com 76 volts. Tive o cuidado em medir.

- Agora temos... 71 volts!

- Pode deixar como está, Toninho! Mais uma batalha vencida!

De um caso de Oficina do Fórum Tecnet, com a participação de :

Andrecon – FJ Silva – Dili – Claudir- Marcos Canal6 – Jotajota- Daniel - JoCharles – Ramoseldo e Schiavon, a quem agradecemos.

Um Filtro de Ponderação “Curva-A” Para a Bancada do Experimentador

Utilizando componentes comuns, este filtro auxiliará o amador nas medições da Relação Sinal/Ruído das suas montagens de áudio.

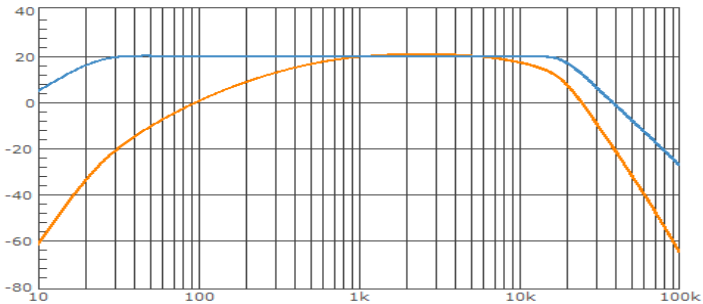
F. M. Timi*

Por mais polêmica e causadora de controvérsias que seja a utilização da curva de ponderação “A”, em especial na medição do ruído ambiental, não devemos negar o fato de muitos fabricantes a utilizarem na medição da “Relação Sinal/Ruído” de seus aparelhos.

Se o leitor desejar comparar as características desses aparelhos com as das suas montagens de áudio, precisará utilizar uma metodologia similar àquela adotada por esses fabricantes.

É aqui que entra o presente filtro de ponderação, o qual ao ser intercalado entre a saída do aparelho em teste e o milivoltímetro, permitirá uma indicação aproximada do ruído na faixa de 20 Hz a 20 kHz, com ou sem a “Curva-A” – sendo essa opção selecionada por meio de uma chave.

A “Curva-A” é obtida com um filtro passa-faixa ao qual podemos adicionar outros para limitar a resposta entre 20 Hz e 20 kHz.



A presença dos filtros adicionais acrescenta, naturalmente, uma atenuação de 3 dB nos extremos da “Curva-A”. Porém, tal característica não invalida a medição.

O filtro adicional passa-altas facilita a leitura, em parte, por manter mais estável o ponteiro do milivoltímetro e, o filtro passa-baixas atenua, mais fortemente, os sinais ultrassônicos.

Apesar de recomendados, novamente não há consenso quanto à utilização desses filtros, mas creio que para a bancada do experimentador eles podem reduzir eventuais erros de interpretações e leituras.

***Projetista**

O filtro passa-altas (20 Hz) exibe uma inclinação de 12 dB/8ª, sendo que esta é de aproximadamente 20 dB/8ª para o filtro passa-baixas (20 kHz).

Na linha laranja do gráfico, observamos a resposta do filtro quando configurado para a “Curva-A”. Já a linha azul representa a resposta para o filtro passa-faixa de 20 Hz a 20 kHz.

A curva de ponderação “A” é utilizada tanto para a medição de sons convertidos em sinais elétricos por um microfone, bem como, ruídos originalmente gerados em forma de sinais elétricos os quais serão, em algum momento, convertidos em sons por um alto-falante.

No primeiro caso, se está a “medir” o nível do ruído ambiental. E, no segundo estamos interessados em medir o nível do ruído, presente em um dispositivo, em relação ao nível do sinal de áudio útil que este deve trabalhar.

Em outras palavras, a relação entre o sinal e o ruído ou “Relação Sinal/Ruído” (“*SNR” - do inglês Signal-to-Noise Ratio*). Sendo que tanto o sinal útil quanto o ruído serão convertidos, posteriormente, em ondas sonoras quando o aparelho sob teste estiver em uso normal.

CARACTERÍSTICAS

- Faixa de resposta de frequência selecionável de 20 Hz a 20 kHz ou “Curva-A” de 20 Hz a 20 kHz;
- Ganho selecionável, x1 ou x10 (0 dB e +20 dB, respectivamente);
- Impedância de entrada: 40 kΩ a 1 kHz;
- Alimentação de 9 V, fornecida por uma bateria ou seis pilhas de 1,5 V;
- Consumo aproximado de 6 mA;
- Indicador do estado da bateria;
- Baixo custo;
- Utiliza componentes comuns no mercado nacional;
- Fácil montagem e ajuste simples.

O ruído gerado pelo próprio filtro mostrou-se baixo, proporcionando medições confortáveis, quando utilizado com um milivoltímetro comum, o qual geralmente possui um final de escala de 1 mV na faixa de maior sensibilidade.

Apesar de suas boas características, este projeto não deve ser utilizado para uso profissional e, tão pouco tem a intenção de equiparar-se aos instrumentos comerciais.

Com a chave de ponderação em “Curva A”, o ruído próprio do instrumento não deverá exceder 20 µV em x10, correspondente a -94 dBV. Adequado para o propósito do aparelho e, no limite da leitura de um milivoltímetro comum, que geralmente é de -100 dBV. Lembrando que neste caso estamos com ganho de dez vezes.

Este ruído residual pode ser subtraído daquele mensurado no aparelho sob teste, para uma medição mais realista.

Quando se requer grande precisão, a subtração do ruído não é tão simples assim, mas é adequada para o nosso propósito.

Ao medir o ruído de uma montagem, lembre-se de dividir por dez o valor lido no milivoltímetro, quando CH4 estiver em x10. Com CH4 na posição x1, a medição será direta.

DESCRIÇÃO DO CIRCUITO

Como podemos ver no diagrama esquemático (Fig. 1), o filtro é bastante simples, fazendo uso de circuitos elementares da eletrônica, sendo que TR1 e TR2 são os componentes ativos de um amplificador cuja resposta de baixa frequência está limitada aos 20 Hz.

A impedância de entrada deste estágio é da ordem de 40 kΩ à 1 kHz.

A chave (CH1), quando na posição GND, coloca a entrada do filtro em curto-circuito com a massa. E, tem por objetivo evitar a deflexão excessiva do ponteiro do milivoltímetro durante, por exemplo, ligações de cabos ou para observarmos o nível do ruído do próprio sistema de medição. É igualmente útil para detectarmos ruídos provenientes de elos de terra entre o aparelho sob teste e o instrumental de bancada. Esse problema pode ser observado ao conectar e desconectar o cabo de entrada do filtro, com CH1 na posição GND. Interferências por rádio frequência (RFI) podem, igualmente, causar ruídos que se confundem com os de elos de terra.

TR3, TR4 e componentes associados constituem o principal estágio do filtro de ponderação, enquanto o filtro passa-baixas de 20 kHz é formado por TR5 e demais componentes comuns ao estágio.

A chave CH2 permite desviar o sinal antes da ponderação “A”, formando assim um filtro passa-faixa de 20 Hz a 20 kHz. Desta forma o filtro pode ser utilizado para medições não ponderadas pela “Curva-A”, com ganho unitário ou multiplicado por dez.

TR6 tem por função apagar o LED indicador de força, quando a carga da bateria estiver abaixo do recomendado para o funcionamento do aparelho.

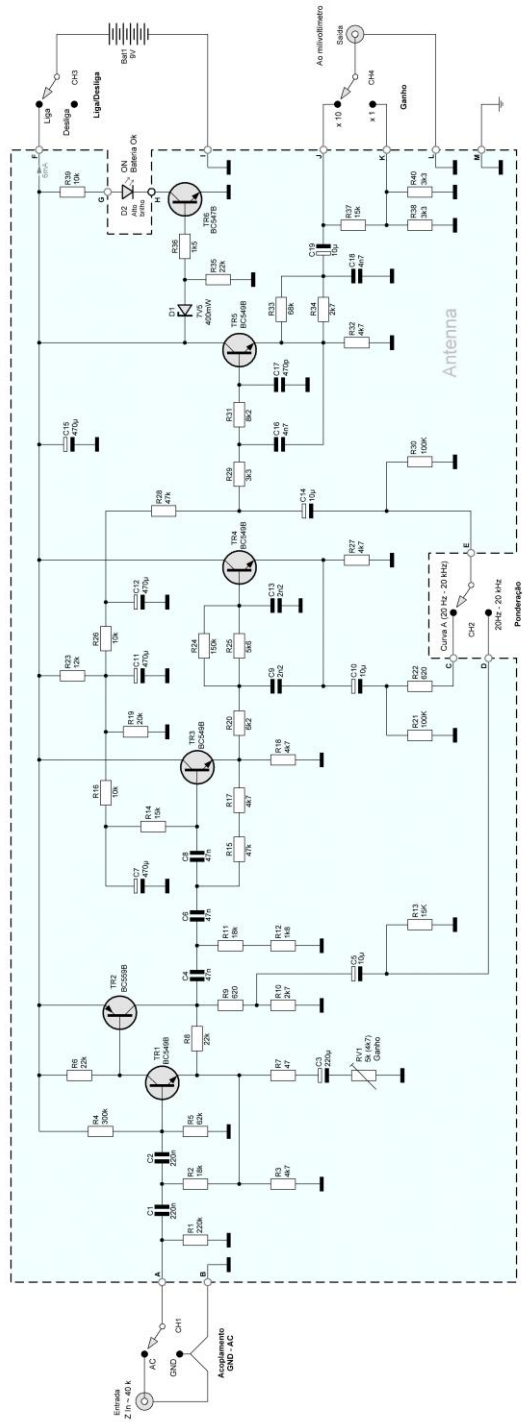


Fig. 1 – Diagrama esquemático do filtro.

LISTA DE MATERIAL

Semicondutores

TR1, TR3, TR4, TR5 – Transistor BC549B, BC550B, BC549C, BC550C ou equivalente
TR2 – Transistor BC559B, BC560B, BC559C, BC560C ou equivalente
TR6 – Transistor BC547B, BC548B ou equivalente
D1 – Diodo zener de 7,5V, 400 ou 500 mW, BZX79-C7V5 ou equivalente
D2 – LED verde de alto brilho, 3 ou 5 mm

Resistores fixos (1/4W, 1% ou 5% (Ver texto))

R1 – 220 kΩ
R4 – 300 kΩ
R5 – 62 kΩ
R7 – 47 Ω
R12 – 1k8
R13 – 15 kΩ
R19 – 20 kΩ
R20 – 6k2
R23 – 12 kΩ
R24 – 150 kΩ
R25 – 5k6
R31 – 8k2
R33 – 68 kΩ
R36 – 1k5
R10, R34 – 2k7
R14, R37 – 15 kΩ
R15, R28 – 47 kΩ
R16, R26, R39 – 10 kΩ
R2, R11 – 18 kΩ
R21, R30 – 100 kΩ
R29, R38, R40 – 3k3
R3, R17, R18, R27, R32 – 4k7
R6, R8, R35 – 22 kΩ
R9, R22 – 620 Ω

Resistor variável

RV1 – 5 kΩ ou 4k7, 'Trim-Pot' tipo 3386F ou similar

Capacitores (ver texto)

C1,C2 – 220 nF, 63 V ou mais, poliéster
C3 – 220 µF, 16 V ou 25 V, eletrolítico
C4, C6, C8 – 47 nF, 63V ou mais, poliéster
C5, C10, C14, C19 – 10 µF, 25 V ou mais, eletrolítico
C7, C11, C12, C15 – 470 µF, 16 V ou 25 V, eletrolítico
C9, C13 – 2n2, 63 V ou mais, poliéster
C16, C18 – 4n7, 63 V ou mais, poliéster
C17 – 470 pF, 63 V ou mais, poliéster, mica ou cerâmico do tipo NP0 (C0G).

Diversos

CH1, CH2, CH3, CH4 – Chave 1 polo, 2 posições (reversível "ligada – ligada"), alavanca.
1 x Clipe para bateria de 9 V ou suporte para 4 pilhas.
2 x 'Jack' BNC isolado para painel ou tomada RCA.

ESCOLHAS DOS COMPONENTES

Certamente que quanto mais precisos forem os valores dos componentes, melhor será o desempenho do filtro.

Resistores de filme metálico, de 1% de tolerância, oferecem bons resultados tanto na precisão quanto no nível do ruído gerado pelo próprio filtro. Todavia, resistores de 5% selecionados com auxílio de um bom multímetro darão resultados satisfatórios.

Os capacitores também podem ser selecionados com auxílio de um bom multímetro, capacímetro ou ponte LCR. Uma vez que capacitores de precisão podem não estar disponíveis.

A ênfase ao uso de um bom instrumento é em razão de muitos aparelhos, disponíveis no mercado, apresentarem grandes erros de leituras na função de medição de capacitância.

PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Na figura 2 vemos uma sugestão para a placa de circuito impresso (PCI).

Seu desenho foi pensado de forma a facilitar o uso de técnicas simples, como o emprego da caneta marcadora para retroprojetor ou outra técnica que esteja acessível.

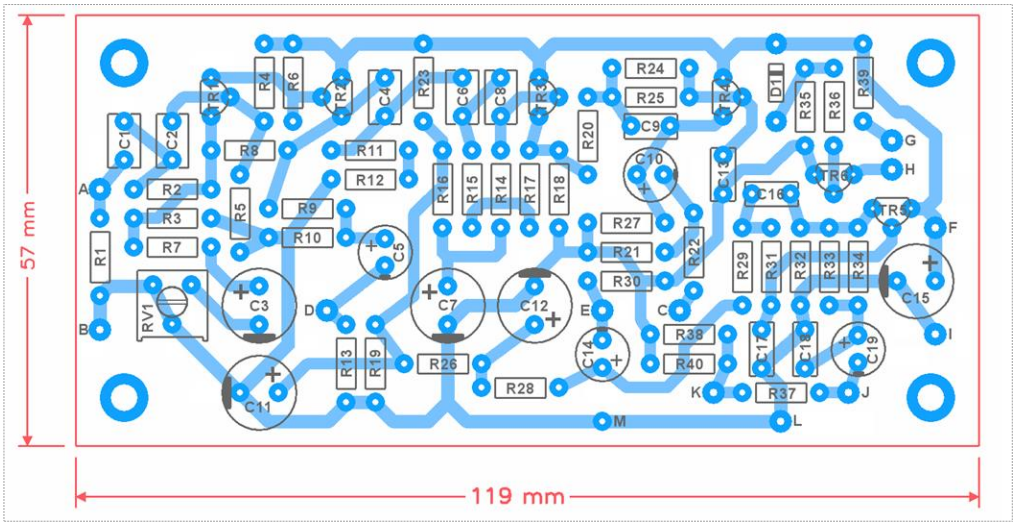


Fig. 2 – Placa de circuito impresso. Lado dos componentes.

A PCI é de face simples e, para esta montagem, pode ser de qualquer material disponível. Entretanto a fibra de vidro (FR4), geralmente, confere uma apresentação mais elegante a montagem.

Tratando-se de uma placa confeccionada manualmente e provavelmente sem legendas, a identificação dos componentes foi escrita “dentro” dos espaços a eles reservados, para deixar o desenho mais compreensível.

Caso o leitor prefira, o circuito pode ser montado sobre uma placa de circuito impresso padrão. E, por não utilizar circuitos integrados é possível montá-lo até mesmo em ponte de terminais.

MONTAGEM

O filtro pode ser montado em uma caixa metálica, que acomode todos os componentes e proporcione acesso à bateria ou pilhas. Outra opção é uma caixa plástica (ABS) ou outro material isolante, internamente revestida por uma fina lâmina de alumínio ou cobre, a qual exercerá a função de blindagem.

Em ambos os casos, todas as partes metálicas da caixa devem estar eletricamente interligadas e conectadas ao ponto “M” da PCI ou ao GND do conector de saída.

Se a caixa não possibilitar acesso fácil à bateria (pilhas), considere fixar o suporte no lado externo da caixa. A bateria não precisa estar sob a blindagem.

A fiação das chaves e conectores deve ser a mais curta possível (Fig. 3).

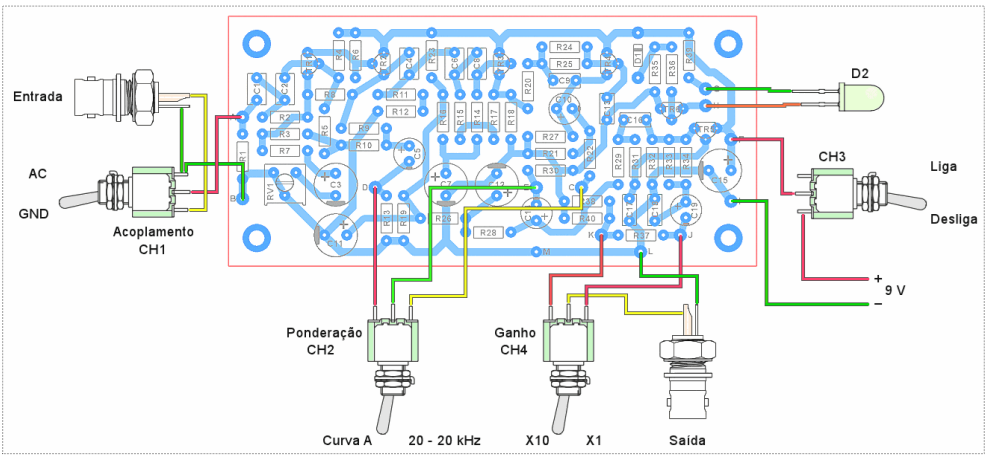


Fig. 3 – Fiação.

FONTE DE ALIMENTAÇÃO

O circuito pode ser alimentado por uma bateria alcalina de 9 V ou seis pilhas de 1,5 V (AA). Em razão do circuito consumir menos de 7 mA, o leitor poderá utilizar baterias ou pilhas comuns (de cloreto de amônio), mas a menor resistência interna das alcalinas (de hidróxido de potássio) permite que o circuito ofereça melhor desempenho. Não é recomendado utilizar uma fonte de alimentação ligada à rede elétrica. Tanto o circuito eletrônico quanto a PCI foram desenhados para uso com pilhas ou bateria.

AJUSTE

Aguarde cinco minutos ou mais após ligar o filtro (1,5 min. para o funcionamento).

1- CH1 na posição AC.

2- CH2 na posição “Curva A”

3- CH4 na posição X1

4- Injetar na entrada uma onda senoidal de 1 kHz e 100 mV.

5- Ajustar RV1 para obter 100 mV na saída.

UTILIZAÇÃO

Muitos milivoltímetros possuem, além da escala em Volt, outra em Decibel (dB). Nestes podemos ler a “Relação Sinal/Ruído” diretamente.

Exemplo:

Se encontrarmos um ruído de -64 dBV, teremos 64 dB de “Relação Sinal/Ruído”, para um nível de saída de 0 dBV ou 1 Vrms.

Se o nível normal de saída do circuito for, digamos de 300 mV, ou seja, -10,46 dBV, para os mesmos -64 dB mensurados a “Relação Sinal/Ruído” será de 53,54 dB (64 - 10,46 = 53,54).

Por outro lado, se estamos a ler a escala de tensão, a “Relação Sinal/Ruído” em Decibels poderá ser calculada por:

$$SNR\,dB = 20 \cdot \log\left(\frac{Vref}{Vn}\right)$$

Onde:

$Vref$ é a tensão nominal especificada para a saída do aparelho sob teste. Em geral, para um pré-amplificador, considera-se 1 Vrms, que corresponde ao nível de 0 dBV.

Vn é o nível de ruído medido no milivoltímetro.

Exemplo:

Para uma tensão de ruído de 200 µV teremos:

$$SNR\,dB = 20\,.\log\left(\frac{1}{0{,}0002}\right)$$

$$SNR\,dB = 20\,.\log\left(5000\right)$$

$$SNR\,dB = 73{,}98$$

Uma “Relação Sinal/Ruído” de aproximadamente 74 dB.

Substituindo $Vref$ pela tensão máxima que o circuito sob teste pode fornecer no limiar do ceifamento ou da distorção máxima especificada, saberemos a faixa dinâmica em relação ao ruído.

Exemplo:

Sabendo que o ruído é de 200 µV e, obtendo um máximo de 8 Vrms na saída do circuito, teremos uma faixa dinâmica de 92,04 dB em relação ao ruído ponderado.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

No início do texto foi mencionado não haver consenso no uso da ponderação “A”. Isso ocorre em razão de suas limitações inerentes ou motivado por interesses não relacionados com a ciência.

Para ser franco, a “Curva-A” é utilizada frequentemente como subterfúgio, na medição do ruído ambiental, para esconder o forte impacto da poluição sonora causada por trânsito, indústria, comércio, “música” alta, aerogeradores, etc, na vida de cada um de nós.

A “Curva-A”, assim como a ITU-R 468, concentra a atenção nas frequências médias, para as quais o ouvido humano tem maior sensibilidade, fazendo as mesmas adquirirem maior relevância na medição.

Por mais coerente que isso possa parecer, a “Curva-A” desconsidera importantes aspectos psicossomáticos ou mesmo a física da propagação do som. As funções orgânicas humanas são altamente dependentes das sensações sonoras que vivenciamos. E, nestas estão sons de todas as frequências e intensidade, até mesmo a mais tênue. Por estas e por outras razões, seu uso é muito questionado quando utilizada na medição da poluição sonora.

Não vou entrar em detalhes nem estender o assunto, tendo em vista tratar-se aqui de um artigo prático, mas julgo ser pertinente mencionar que na análise de um aparelho, muitos ruídos têm a sua importância minimizada com a utilização da “Curva-A”.

Dentre tais estão aqueles provenientes de fontes chaveadas, circuitos digitais e da rede elétrica domiciliar. A atenuação destes, pela “Curva-A”, pode levar a leituras de uma “Relação Sinal/Ruído” aparentemente melhor que a observada quando o aparelho está em uso normal em uma sala de audições ou, naturalmente, quando a medição é efetuada sem a “Curva-A”.

É igualmente importante que o experimentador esteja ciente que, no mundo real, determinados ruídos fora da faixa audível são responsáveis por intermodulações que distorcem o sinal de áudio, tornando o som desagradável.

Por certo não devemos utilizar a curva de ponderação “A” para ocultar eventuais defeitos de algum aparelho – defeitos jamais devem ser ocultados. Mas, como uma ferramenta útil na comparação entre aparelhos comerciais e as montagens feitas pelo experimentador. Bem como durante o desenvolvimento de um projeto, por facilitar a comparação entre ruídos de diferentes componentes e configurações de um circuito.

A “Curva-A”, bem como qualquer outra curva de ponderação, deve ser utilizada com sabedoria.

Considerações Práticas Sobre Eletrolíticos, ESR & Outros "Bichos"

Paulo Brites*

No artigo deste mês eu deveria dar continuidade a série **Não Jogue no Lixo** com a Parte II da modificação da fonte ATX e mostrar como instalar um conversor DC-DC que permitirá elevar a tensão de 12V para até uns 60V, bem como torná-la ajustável.

Entretanto, vou ter que alterar os planos pois, durante os testes, acabei queimando o MOSFET do conversor.

Acontece, como se dizia antigamente, com as melhores famílias e por que não, até com os "melhores" técnicos?

Nada de chorar pelo leite derramado, há males que vem para bem e, neste caso, quem sabe, nascerá um artigo quando eu estiver a reparar o conversor que eu "torturei" tentando sugar deles alguns ampères a mais "sem moderação".

Para não deixar meus leitores "no vácuo", resolvi tirar uma carta da manga, transformar o limão numa limonada, aplicar o plano B e, eis que volto a tratar pela enésima vez, em meus artigos, sobre a "tal" da ESR.

Comecei a escrever sobre ESR lá pelos anos 90, mas parece que sempre "vale a pena escrever de novo" sobre o assunto, não apenas para os iniciantes na eletrônica mas, quem sabe, também para a velha guarda da reparação que ainda têm dúvidas sobre esta "sigla".

Neste artigo não vou "começar do início" explicando em detalhes o que significa ESR etc. e tal e o porquê deste parâmetro ter se tornado tão importante quando as fontes chaveadas começaram a entrar em cena.

Para quem "ainda" tem estas dúvidas sobre o que é ESR, recomendo a leitura de dois artigos meus no Boletim Técnico Áudio & Vídeo Brites que você encontra na pasta E-BOOKs GRÁTIS no meu site **paulobrites.com.br** (Ano II – Boletim 9 e 10) ou este outro: **ESR – Você sabe o que é isso?**.

A pergunta que não quer calar: - Qual o valor "correto" da ESR de um capacitor?
Se você está querendo saber se, ao medir um determinado valor da ESR de um capacitor, em geral, eletrolítico, o valor está correto e portanto, pode-se concluir que o dito cujo está "bom ou ruim", minha resposta é: - Não sei.

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

Se não sabe, então de que adianta medir? Calma, que já vou explicar.

Para saber o valor "correto" da ESR de um determinado capacitor teríamos que consultar o *data sheet* do fabricante do capacitor e mesmo assim talvez não o encontre lá.

***Data sheet* de capacitor? Existe isso?**

Claro que existe, para os capacitores de "boa família", mas mesmo nos *data sheets*, nem sempre encontramos explicitamente o valor da ESR.

Neste caso teríamos que recorrer aos "outros bichos" ou, tecnicamente falando, parâmetros menos conhecidos da maioria dos técnicos como **fator de dissipação, fator Q e ângulo delta** sobre o quais tratarei mais adiante.

Por enquanto, é preciso lembrar que a ESR depende dos seguintes fatores:

1) Capacitância
2) Tensão de trabalho
3) Aplicação do capacitor
4) E, principalmente, **qualidade do capacitor** ou, em outras palavras, o fabricante.

Tabelas de referência para a ESR

Considerando apenas a **capacitância** e a **tensão de trabalho** podemos usar como referência algumas tabelas que nos mostram o valor da ESR para cada caso. Se procurar na Internet encontrará várias.

Meu primeiro contanto com a ESR foi com o Kit do Dick Smith que eu mandei vir da Austrália lá pelos anos 90. Neste kit há uma tabela de valores de ESR, em ohms, como se vê abaixo.

TABELA COM VALORES DE ESR DO DICK SMITH							
	10V	16V	25V	35V	63V	100V	250V
1µF			5	4	6	10	20
2.2 µF			2,5	3	4	9	14
4.7 µF			6	3	2	6	5
10 µF		1,6	1,5	1,7	2	3	6
22 µF	3	0,8	2	1	0,8	1,6	3
47 µF	1	2	1	1	0,6	1	2
100 µF	0,6	0,9	0,5	0,5	0,3	0,5	1
220 µF	0,3	0,4	0,4	0,2	0,15	0,25	0,5
470 µF	0,15	0,2	0,25	0,1	0,1	0,2	0,3
1000 µF	0,1	0,1	0,1	0,04	0,04	0,15	
4700 µF	0,06	0,05	0,05	0,05	0,05		
10mF	0,04	0,03	0,03	0,03			

Observando-se atentamente a tabela, podemos tirar duas conclusões imediatas.

A primeira é que não parece haver um “critério científico” nos registros dos valores. Provavelmente, eles foram obtidos pelo projetista do instrumento ao medir diversos capacitores de seu estoque. Outra conclusão e, essa sim importante, é que a **ESR tende a diminuir com o aumento da capacitância**.

Como eu disse, na Internet você irá encontrar um monte tabelas e, certamente, uma diferente da outra, mas com uma coisa em comum: - **quanto maior a capacitância menor a ESR**.

Além disso, há uma **tendência de a ESR aumentar com o aumento da tensão de trabalho** para o mesmo valor de capacitância.

Veja na tabela que um capacitor de 1µF apresentou uma ESR de 5Ω para 25V que passou para 20Ω em 250V.

Repare que eu grifei **tendência de a ESR aumentar com o aumento da tensão** e o fiz com “segundas intenções”, no bom sentido.

Sempre nos disseram que colocar um capacitor de maior tensão de trabalho no lugar de um de menor tensão não teria problema.

Mas, aí tem uma pegadinha pois podemos estar colocando um capacitor com ESR maior do que deveria, o que, em alguns casos, pode ser prejudicial.

Portanto, não exagere “na dose”. Um de 63V no lugar de 25V até vai, mas 250V já é demais, dependendo do tipo de circuito.

Minha sugestão

Os capacitores eletrolíticos mais vulneráveis são os das fontes chaveadas, conversores DC-DC e circuitos que trabalham com frequências altas e, portanto, a troca deles deve e precisa ser feita com muito cuidado.

Pode ser que até funcione na hora, mas os “efeitos colaterais” talvez surjam num tempo muito curto e o aparelho retorne para a sua bancada com o “mesmo defeito” como dizem os clientes.

A menos que o capacitor esteja com a parte superior estufada, eu nunca troco sem fazer três medidas.

A primeira é o teste de fuga a moda antiga com um multímetro analógico capaz de medir resistências de 100MΩ, de verdade.

Se passar neste teste, parto para o segundo, a medida da capacitância com um capacímetro, e vale lembrar que a tolerância dos eletrolíticos, em geral, fica entre -20% e 80%.

Se passar, ainda não fico satisfeito e parto para a medida da ESR usando a tabela como referência.

Passou nos três testes? Prefiro não trocar e ir procurar outro motivo para o defeito.

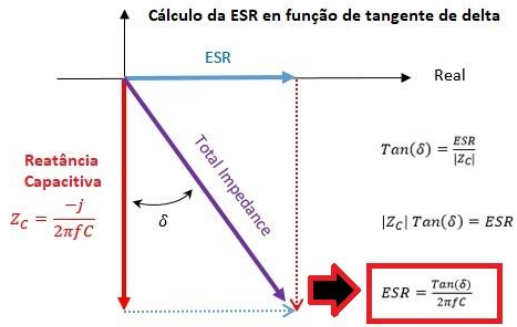
Se realmente for preciso trocar, não escolha o capacitor pelo preço "mais barato" e sim pela marca.

E minha última recomendação é que você passe o capacitor "novo" pelos três testes acima antes de pegar o ferro de solda.

E os outros "bichos": - fator de dissipação, fator Q e ângulo delta?

Se você chegou até aqui e sobreviveu, isso demonstra que está querendo ser Técnico com "t" maiúsculo e não, um mero trocador de peças.

Na verdade o que vais nos interessar mais para encontrar o valor da ESR é o ângulo delta. Sendo assim, sugiro que comece dando uma olhada na fig.1.



Agora dê uma olhada na fig. 2 onde temos um pedaço do *data sheet* para capacitores Nichicon. Para o *data sheet* completo **clique aqui**.

Tangent of loss angle (tan δ)	For capacitance of more than 1000μF, add 0.02 for every increase of 1000μF. Measurement frequency : 120Hz at 20°C										
Rated voltage (V)	6.3	10	16	25	35	50	63	100	160 to 250	315 · 350	400 · 450
tan δ (MAX.)	0.22	0.19	0.16	0.14	0.12	0.10	0.09	0.08	0.15	0.20	0.25

Fig. 2 – Tangente do ângulo de perda (δ) para capacitores Nichicon

Na tabela da fig.2 temos a tangente de delta (tan δ) que precisaremos utilizar para encontrar o valor da ESR (como vemos na fórmula que aparece na fig.1) de capacitores entre 0,47µF e 15000µF (ou 15mF) com tensões de trabalho entre 6,3V e 450V.

Temos ainda outras duas informações importantes. A primeira é que a tangente de delta (tan δ) foi informada para frequência de 120Hz em 20°C.

Há ainda uma observação dizendo que devemos acrescentar 0,02 à tangente de delta a cada aumento de 1000µF para capacitores maiores que 1000 µF.

Vale lembrar ainda, que estes valores são para capacitores de uma determinada série da marca Nichicon. Para outra marcas e séries teremos outros valores.

Está achando complicado?

Não fique triste, eu também, e, se você quer que eu lhe conte um segredinho, lá vai: - nunca utilizei isso!

Todo esse lero-lero foi para comprovar que “não existe” um valor padrão para ESR. O que não significa, entretanto, que não devemos nos preocupar com ela e nem, tampouco, deixar de medi-la.

Na prática, eu uso a tabela como referência e, quando possível, comparo o valor medido com algum capacitor “decente” de mesmo valor que tenha por aqui. No mais, o resto é um pouco de bom senso, que sempre ajuda na hora do aperto.

Para não dizer que não falei do fator de dissipação e do fator Q

$$\tan\delta = \mathrm{DF}$$

$$\tan\delta = \frac{1}{Q}$$

$$\tan\delta = \frac{\mathrm{ESR}}{X_c}$$

Na fig. 3, acima, temos três fórmulas e a tangente de delta aparece em todas as três.

Este parâmetro costuma ser chamado de ângulo de perda e olhando a fig.1 fica fácil entender por que esta designação.

Outro nome para a tangente de delta é **Fator de Dissipação** ou DF que são as iniciais do termo em inglês – *Dissipation Factor*.

O Fator de Dissipação é definido como a tendência de os materiais utilizados como dielétricos absorverem energia quando submetidos a sinais AC.

Isto explica, em parte, porque existem tantos tipos de capacitores. É o velho ditado "cada um no seu quadrado".

A letra Q é usada como **Fator de Qualidade**. É um parâmetro importante para expressar as perdas de energia em circuitos ressonantes.

Por que os fabricantes não costumam informar a ESR em seus *data sheets*?

Como já vimos antes o *data sheet* nos dá a tangente de delta e nos obriga a fazer uma "continha" para poder descobrir o valor da ESR.

Por que eles fazem isso?

Se olharmos atentamente a fórmula que relaciona a tangente de delta com a ESR veremos que aparece a reatância capacitiva que, por sua vez, depende da frequência. Mais uma vez concluímos que não existe uma ESR "padrão".

Um parâmetro "novo" – *V Loss*

Recentemente eu postei dois **artigos** no meu *site* sobre testadores de componentes e num deles, ao medir capacitores, aparece um valor em percentual indicado como ***V Loss.***

A palavra *loss* significa perda e junto com a letra V parece indicar "perda de tensão". E daí?

Se carregarmos um capacitor com uma tensão DC, ele deveria manter esta tensão em seus terminais até "o mundo acabar", mas na prática isso não acontece.

Com o passar do tempo a tensão vai diminuindo, ou seja, ocorre uma "***voltage loss***" que o instrumento indica em porcentagem.
Quanto maior a porcentagem maior é a perda, o que significa que há uma "fuga de corrente" interna no capacitor.

E qual o valor “bom”?

Mais uma vez, sinto lhe informar que não sei. Minha sugestão é que meça vários capacitores de mesmo valor, de preferência da mesma marca, e compare os valores. Com o tempo e a prática você irá tirando suas próprias conclusões.

Considerações Finais

Com este artigo tentei não apenas esclarecer dúvidas sobre a ESR que, mesmo trinta anos depois deste parâmetro ter se tornado de conhecimento obrigatório para os técnicos reparadores, ainda se vê muita gente perdida sobre ele.

Nas entrelinhas pretendi mostrar que a sofisticação dos equipamentos exige constante aperfeiçoamento dos técnicos.

Não canso de repetir – não há mais espaço para curiosos e consertadores de Youtube. Um vídeo no meu canal irá apresentar algumas coisas práticas sobre o tema e complementar o artigo.

É possível que algum ponto tenha passado em branco e o leitor é sempre convidado a comentar e, na medida do possível, eu tentarei achar a resposta.

Loudness, uma história... Parte III

Álvaro Neiva*

Na edição passada, chegamos ao circuito final do equalizador de loudness ativo:

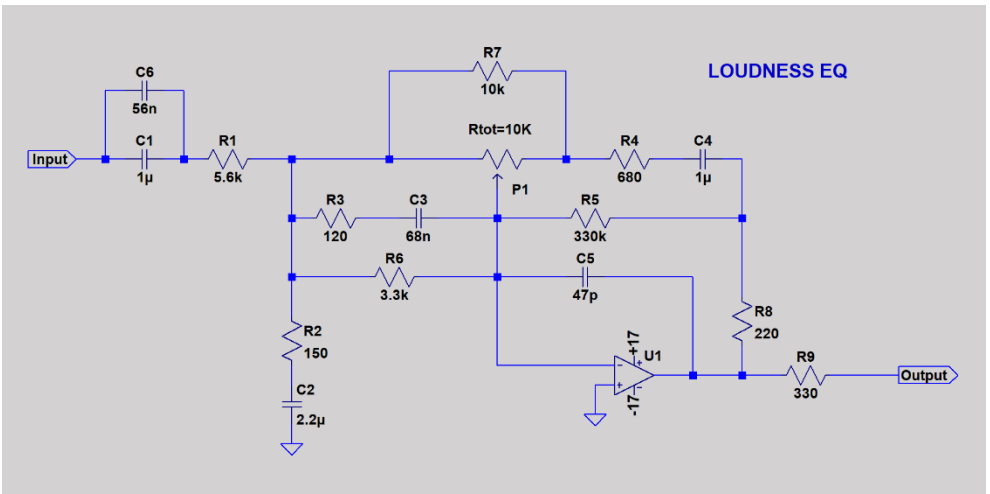


Fig. 1

***Engenheiro Eletricista**

Para uso num pré-amplificador, basta colocar antes do equalizador um estágio que sirva como buffer, com impedância de saída menor que 100Ω, e um controle de volume que deve ser depois do equalizador, já que esse também atenua o sinal.

Pode ser um controle ativo, que vai permitir obter ganho e compensar a inversão de polaridade introduzida pelo estágio. A saída do equalizador deve ter acoplamento capacitivo para evitar offset CC.

Versão para pré-amplificador, com controle de tonalidade Baxandall:

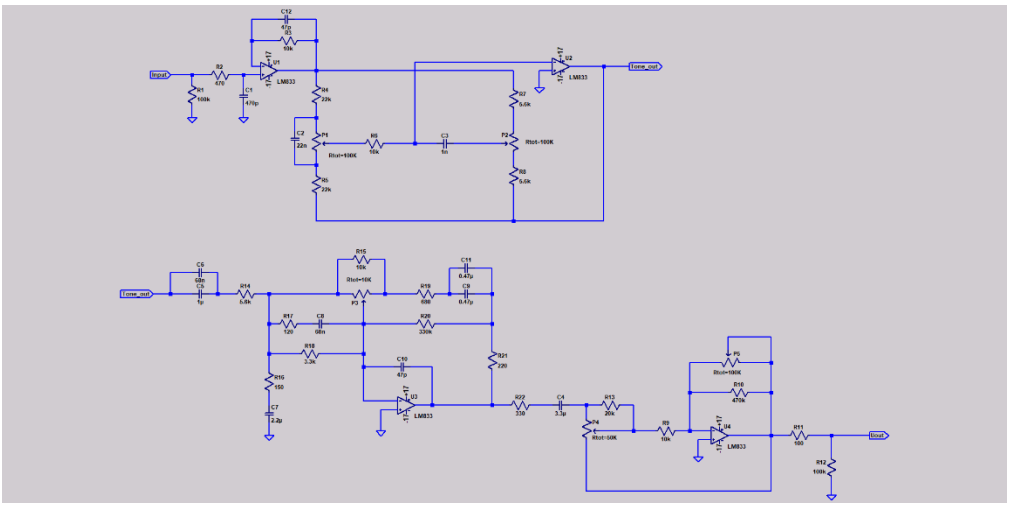


Fig.2

Buffer e controle de tonalidade Baxandall:

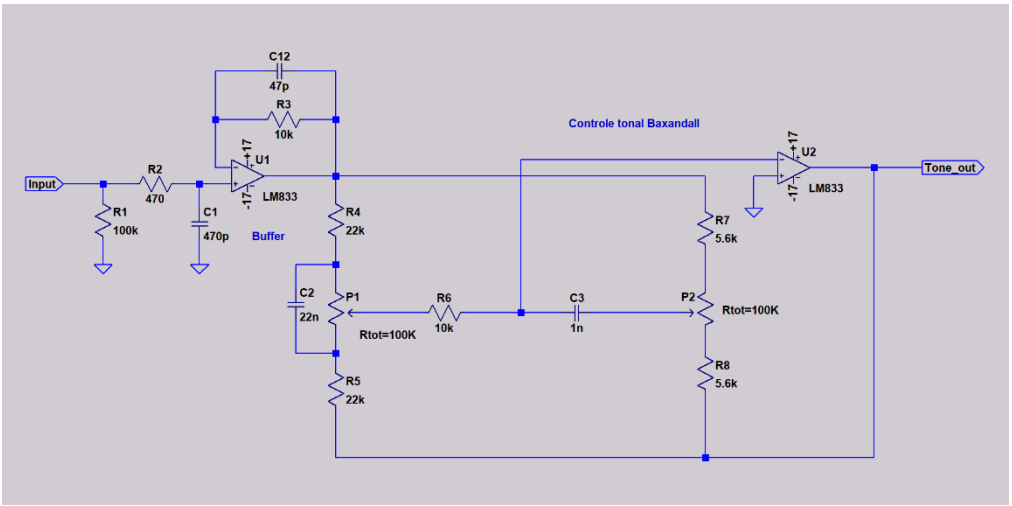


Fig.3

Loudness, controle de volume e balanço ativo:

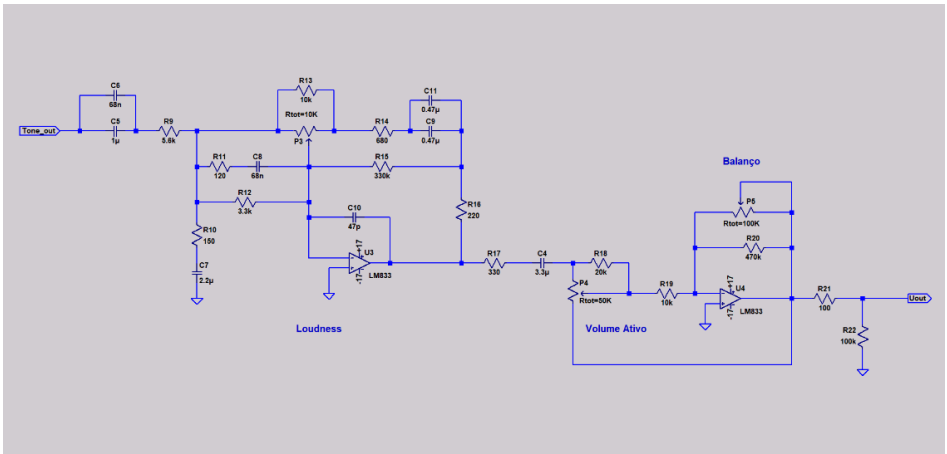


Fig.4

Resposta com controles na posição plana e volume máximo:

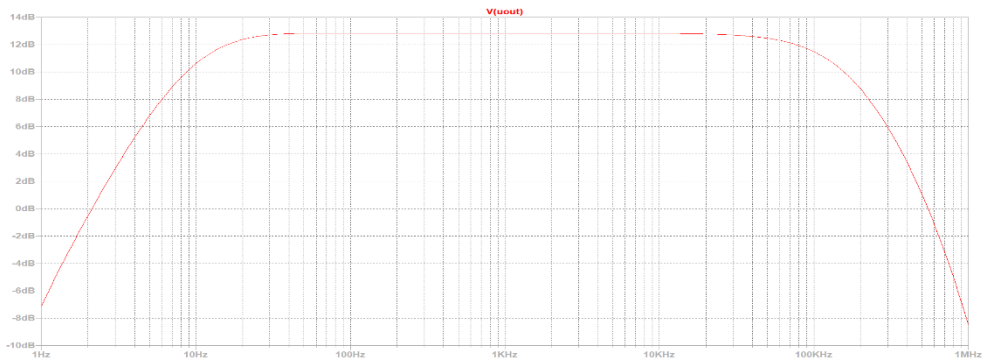


Fig.5

Ação do controle tonal:

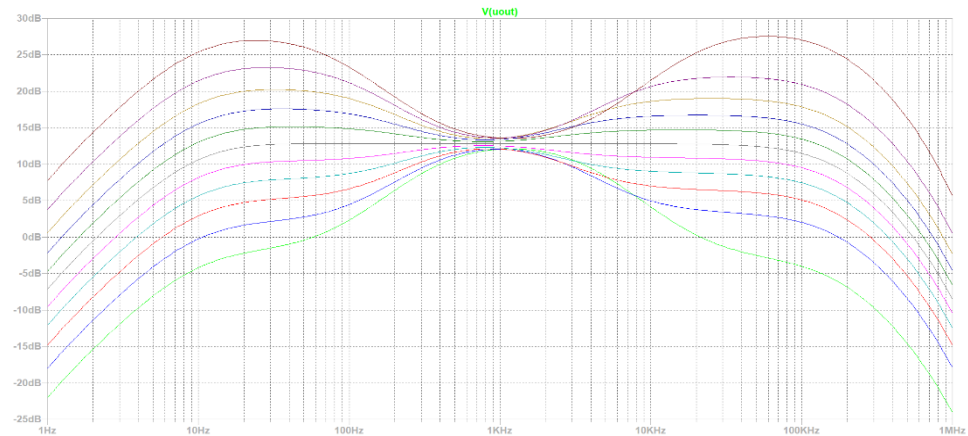


Fig.6

Ação do Loudness:

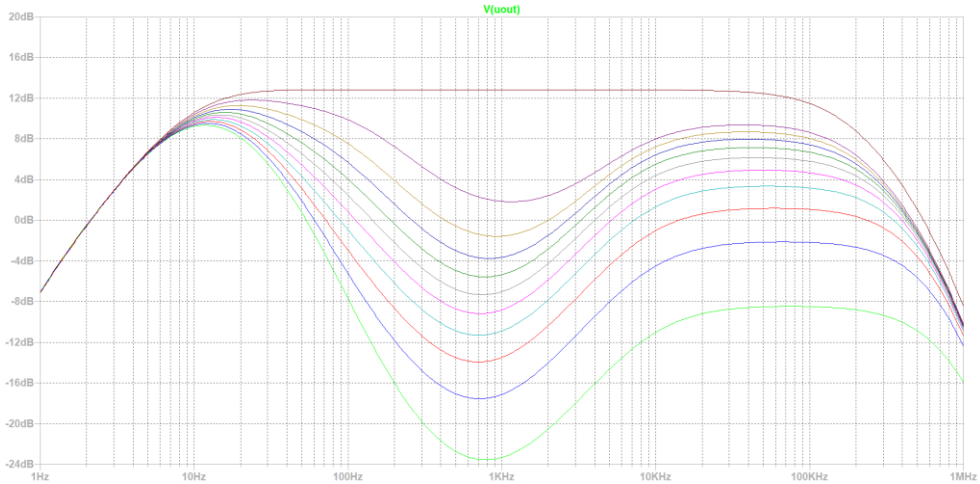


Fig. 7

Alguns valores RC foram alterados para ajustar a resposta dos quatro estágios (buffer de entrada, Baxandall, loudness e volume), em conjunto.

Lista de Material (apenas 1 canal do equalizador), dobrar para estéreo.
Capacitores, poliéster metalizado ou polipropileno se não indicado outro tipo.

C1 capacitor, 470pF, 5% (J), 50V, styroflex, cerâmico NP0 ou mica prateada;
C2 capacitor, 22nF, 5% (J), 50V, polipropileno ou poliéster metalizado;
C3 capacitor, 1nF, 5% (J), 50V, polipropileno ou poliéster metalizado;
C4 capacitor, 3.3µF, 5% (J), 50V, polipropileno ou poliéster metalizado;
C5 capacitor, 1µF, 5% (J), 50V, polipropileno ou poliéster metalizado;
C6 capacitor, 68nF, 5% (J), 50V, polipropileno ou poliéster metalizado;
C7 capacitor, 2.2µF, 5% (J), 50V, polipropileno ou poliéster metalizado;
C8 capacitor, 68nF, 5% (J), 50V, polipropileno ou poliéster metalizado;
C9 capacitor, 470nF, 5% (J), 50V, polipropileno ou poliéster metalizado;
C10 capacitor, 47pF, 5% (J), 50V, mica prateada;
C11 capacitor, 47pF, 5% (J), 50V, mica prateada;
C12 capacitor, 470nF, 5% (J), 50V, polipropileno ou poliéster metalizado;

Resistores

R1 resistor, 100KΩ, 1%, 1/8W, filme de metal;
R2 resistor, 470Ω, 1%, 1/8W, filme de metal;
R3 resistor, 10kΩ, 1%, 1/8W, filme de metal;
R4 resistor, 22kΩ, 1%, 1/8W, filme de metal;
R5 resistor, 22kΩ, 1%, 1/8W, filme de metal;
R6 resistor, 10kΩ, 1%, 1/8W, filme de metal;
R7 resistor, 5.6kΩ, 1%, 1/8W, filme de metal;

R8 resistor, 5.6kΩ, 1%, 1/8W, filme de metal;
R9 resistor, 5.6kΩ, 1%, 1/8W, filme de metal;
R10 resistor, 150Ω, 1%, 1/8W, filme de metal;
R11 resistor, 120Ω, 1%, 1/8W, filme de metal;
R12 resistor, 3.3kΩ, 1%, 1/8W, filme de metal;
R13 resistor, 10kΩ, 1%, 1/8W, filme de metal;
R14 resistor, 680Ω, 1%, 1/8W, filme de metal;
R15 resistor, 330kΩ, 1%, 1/8W, filme de metal;
R16 resistor, 220Ω, 1%, 1/8W, filme de metal;
R17 resistor, 330Ω, 1%, 1/8W, filme de metal;
R18 resistor, 20kΩ, 1%, 1/8W, filme de metal;
R19 resistor, 10kΩ, 1%, 1/8W, filme de metal;
R20 resistor, 470kΩ, 1%, 1/8W, filme de metal;
R21 resistor, 100Ω, 1%, 1/8W, filme de metal;
R22 resistor, 100kΩ, 1%, 1/8W, filme de metal;

Potenciômetros

P1 100KΩ potenciômetro linear (duplo para sistema estéreo);
P2 100KΩ potenciômetro linear (duplo para sistema estéreo);
P3 10KΩ potenciômetro linear (duplo para sistema estéreo);
P4 50KΩ potenciômetro linear (duplo para sistema estéreo);
P5 100KΩ potenciômetro linear (duplo para sistema estéreo);

Circuito integrado

U1, U2, U3, U4, opamps, são metades de dois CI's duplos, Ne5532, LM4562, LME49720, LM833. Quatro CI's duplos para estéreo.

No próximo número, as medições do protótipo.

Referências:

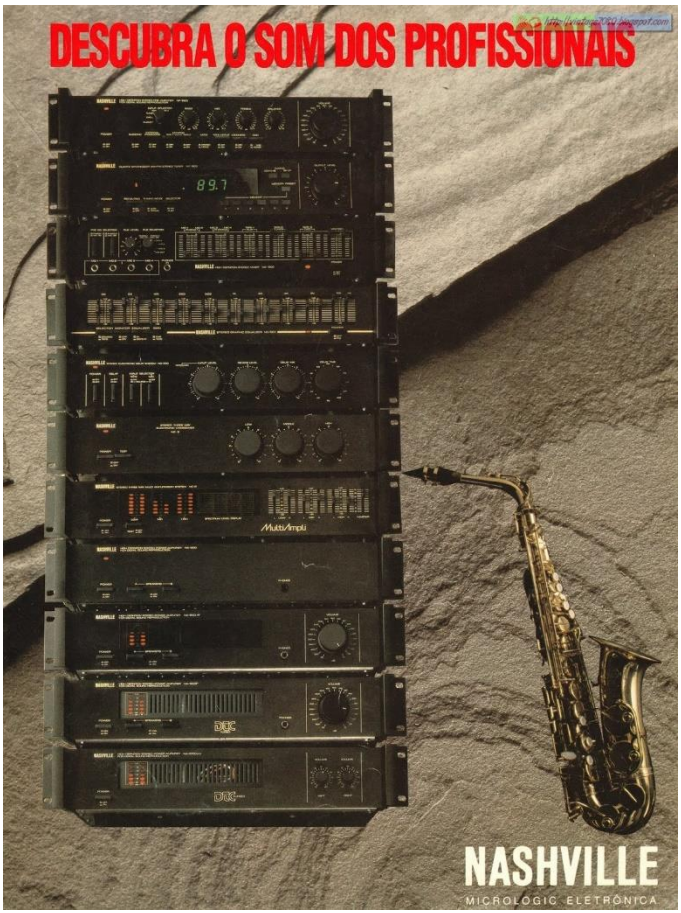
1. Nepomuceno, Luiza de Arruda. **ELEMENTOS DE ACÚSTICA FÍSICA E PSICOACÚSTICA** 1ª ed., São Paulo, Edgard Blücher; 1994.
2. Bistafa, Sylvio R., **ACÚSTICA APLICADA AO CONTROLE DE RUÍDO**, 1ª ed., São Paulo, Edgard Blücher; 2006.
3. Nepomuceno, Lauro Xavier. **ACÚSTICA** 1ª ed. Edgard Blücher; 1977.
4. **ISO226, revisão 2003**, **Acoustics: Normal Equal Loudness Level Contours**, International Standards Organization, Genebra, Suíça.
5. Daryanani, Gobind, **Principles of Active Network Synthesis and Design**, Bell Laboratories, John Wiley & Sons, 1976.
6. Bohn, Dennis, editor. **AUDIO HANDBOOK** 1st ed. National Semiconductor Corporation; 1976.
7. Self, Douglas, **Small Signal Audio Design**, 1st ed., Focal

ANÁLISE DO AMPLIFICADOR NASHVILLE NA 2200 PRO

Marcelo Yared*

A Nashville é bem conhecida dos “vintageiros” e era uma marca com muito boa fama quando ativa. Pertencia à empresa Micrologic, e oferecia produtos com características inovadoras, design diferenciado e perfil baixo em vários deles.

Seus projetos estavam a cargo do conhecido e competente engenheiro Ruy Monteiro, que, oriundo de grandes empresas da época, seguiu adiante com linhas de negócio próprias. Podemos ver nos catálogos abaixo alguns produtos. Uma visão mais ampla pode ser obtida no site https://vintage7080.blogspot.com/, de onde as imagens foram retiradas.



***Engenheiro Eletricista**

NASHVILLE

http://vintage7080.blogspot.com

OS ÚNICOS APARELHOS NO BRASIL, COM CIRCUITOS DE ALTA VELOCIDADE.



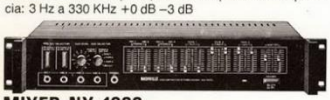
PRÉ NP 1900

"Dual Fet"/Entradas: 1 phono, 2 tapes, 1 DAD, 1 tuner, 1 EPL/Controles: graves, médios, agudos, balanço e volume/Filtros: Subsônico e "Loudness"/1 chave EPL. Relação sinal/ruído: melhor que 90 dB



EQUALIZADOR NQ 1900

Equalizador "Dual Fet" - Gráfico com 10 faixas de freqüência por canal. Recursos: chaves de ganho, monitoração e anulação de ação do equalizador. Distorção harmônica: menor que 0,002%. Resposta em freqüência: 3 Hz a 330 KHz +0 dB –3 dB



MIXER NX 1900

10 canais, sendo 4 microfones, 2 phonos e 3 tape decks/Controle "Master" ajuste do nível de volume. Relação sinal/ruído - phono e MIC: 77 dB - TAPE/DAD: 90 dB



TUNER NT 1900

Sintonizador estéreo sintetizado a quartzo para AM e FM/12 memórias programáveis/Procura automática das emissoras. Relação sinal/ruído: 70 dB (FM) e 50 dB (AM)



MULTI AMPLI NC 5

Crossover em 3 vias + amplificador para médios + amplificador para agudos/Circuitos sem realimentação negativa/Filtros configuração "Bessel" - 18 dB/oitava, com variação de fase constante. Relação sinal/ruído: 100 dB



CÂMARA DE ECO ND 200

Câmara de eco totalmente eletrônica com "Delay/Tempo de reverberação ajustável/Incorpora um pré de microfone, de alta qualidade com ajuste de nível independente. Relação sinal/ruído: melhor que 90 dB



MIXER NX 2000

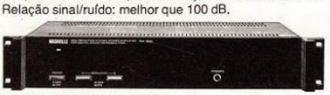
Pré, power e mixer de qualidade profissional reunidos em um único equipamento. Pré-amplificador "Dual Fet"/Controles de graves, médios e agudos. Controle "Master"/Entradas para 4 microfones e 3 tape decks (ou 1 DAD, 1 Tuner, 1 entrada Aux.), e entrada EPL. Relação sinal/ruído: Phono Ref. 10mV na entrada melhor que 80 dB

2 ANOS DE GARANTIA



CROSSOVER NC 3 (3 VIAS)

Controles independentes para cada via/Circuitos "Dual Fet" - operando em Classe A/Filtos configuração "Bessel", de 18 dB/oitava, com variação de fase constante. Relação sinal/ruído: melhor que 100 dB.



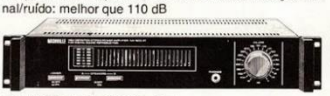
POWER NA 1500

Transistores de alta qualidade / Capacitores de filme metálico / Saída de fone de ouvido. Potência: 210W RMS em 4 Ohms 140W RMS em 8 Ohms. Distorção Harmônica total: menor que 0,01%. Relação sinal/ruído: melhor que 110 dB



POWER NA 1600 TR

Amplificador de linha de 70 V para sonorização / Saída para caixa acústica para monitoração. Saída para distribuição: 70 V linha, carga de 49 Ohms (100 W RMS). Resposta em freqüência: 20 Hz 20 KHz. Relação sinal/ruído: melhor que 110 dB



POWER NA 1600 AT

Transistores de alta velocidade do tipo EBR. Potência: 140W RMS em 8 Ohms 220W RMS em 4 Ohms. Distorção harmônica total: menor que 0,01%. Relação sinal/ruído: melhor que 110 dB



POWER NA 1600 PRO

Transistores de alta velocidade do tipo EBR - exclusivo sistema de refrigeração duplamente servo-comandada. Potência: 340W RMS em 4 Ohms 220W RMS em 8 Ohms. Relação sinal/ruído: 110 dB



POWER NA 2200 PRO

Transistores de alta velocidade do tipo EBR Saídas para 4 caixas acústicas/Exclusivo sistema de refrigeração duplamente servo-comandada. Potência: 650W RMS em 4 Ohms 400W RMS em 8 Ohms. Relação sinal/ruído: melhor que 110 dB. Placas de circuito em Fiberglass.



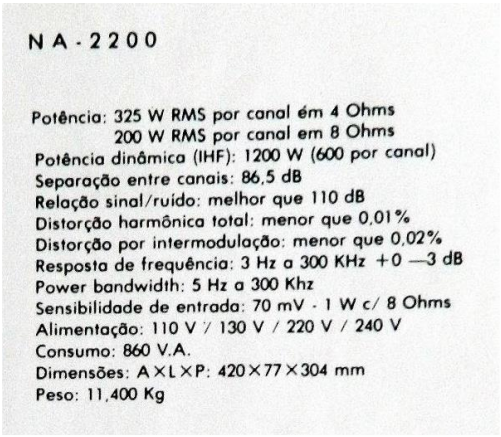
CAIXAS ACÚSTICAS NS 300

1 super tweeter "Horn" / 1 médio de 5" de polipropileno / 1 woofer de 12" / Duto sintonizado. Impedância: 8 Ohms. Potência: 200 W RMS - 300 W IHF. Resposta em freqüência. 16-25.000 Hz. Freqüência de corte: 800 Hz e 10.000 Hz. Dimensões: 830 mm (A) x 385 mm (L) x 302 mm (P).

NASHVILLE
MICROLOGIC ELETRÔNICA
Rua Carlos Gomes, 713 - CEP 04743
Fone.: (011) 246-3966 (PABX) - STO. AMARO - SP
FAX: (011) 246-3776

As linhas de produtos Nashville eram amplas, e abrangiam amplificadores, prés, crossovers, misturadores, sintonizadores e caixas acústicas. Nos sites de vintage são citados também tape-decks e CD players.

No catálogo podemos ver amplificadores de boas características, de perfil baixo e muita potência. Nos interessa hoje o NA 2200 PRO, o mais potente dessa linha mais esguia. As especificações básicas de potência e distorção são as seguintes, conforme seu manual, que é simples mas contém toda a informação necessária:



NA - 2200

Potência: 325 W RMS por canal ém 4 Ohms
200 W RMS por canal em 8 Ohms
Potência dinâmica (IHF): 1200 W (600 por canal)
Separação entre canais: 86,5 dB
Relação sinal/ruído: melhor que 110 dB
Distorção harmônica total: menor que 0,01%
Distorção por intermodulação: menor que 0,02%
Resposta de frequência: 3 Hz a 300 KHz +0 —3 dB
Power bandwidth: 5 Hz a 300 Khz
Sensibilidade de entrada: 70 mV - 1 W c/ 8 Ohms
Alimentação: 110 V / 130 V / 220 V / 240 V
Consumo: 860 V.A.
Dimensões: A×L×P: 420×77×304 mm
Peso: 11,400 Kg

É potência bem elevada para um amplificador de perfil baixo em classe B, mas o NA 2200 PRO utiliza ventilação forçada por ventoinha, o que permitia tal configuração.

Segundo o próprio Ruy, o regime de trabalho dessa ventoinha foi ajustado em produção conforme havia retorno dos consumidores quanto ao ruído e a outras características:

"**No primeiro ano de fabricação, a velocidade do ventilador seguia duas informações e havia uma ponderação: A tensão média de saída com peso 2 e a temperatura média das junções com peso 1. Resultou daí uma ventilação muito 'nervosa', com muitos altos e baixos. Ouvia-se menos o ventilador porque ele ventilava quase que exclusivamente durante os picos da música, mas isto matava o ventilador pois era um regime de aceleração muito cruel.**

Do segundo ano em diante, a ponderação foi invertida e a temperatura média passou a dominar as ações do ventilador, o que aumentou muito a vida do sistema. Inconveniente, passou-se a ouvir muito mais o ventilador após a primeira hora de uso do amp.

A preocupação com o ruído da ventilação era grande, mas o produto foi definindo seu próprio mercado. Surgiu então a terceira versão (que não é de fábrica). Alguns usuários do norte e nordeste fizeram uma alteração para uso em trio, onde o ventilador era ligado direto. Nunca achei isso necessário, mas se o cliente se sente bem, tudo bem!"

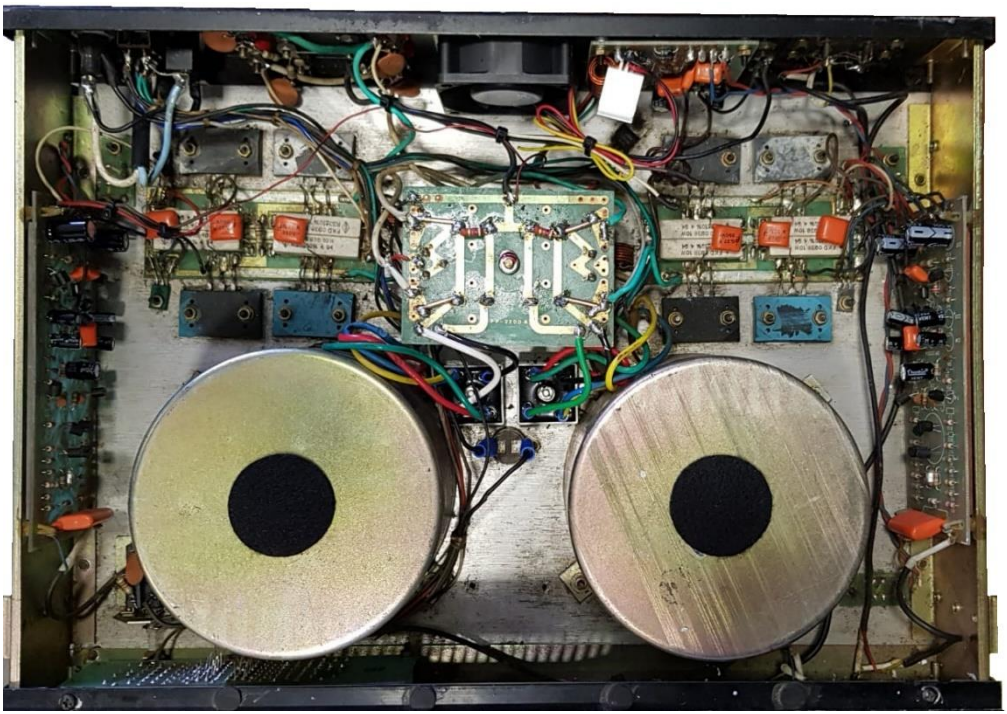
Atualmente a marca está inativa e a Studio-R, que a detém, encerrou suas atividades de fabricação, mas as informações sobre as últimas versões deste amplificador e de vários outros ainda podem ser encontradas em seu site, https://www.studior.com.br/Nashville/na4oman.pdf.

O equipamento que analisamos nos foi enviado para restauração pelo Sérgio Gallo, fã da marca e que tem o desejo de ter um funcional.

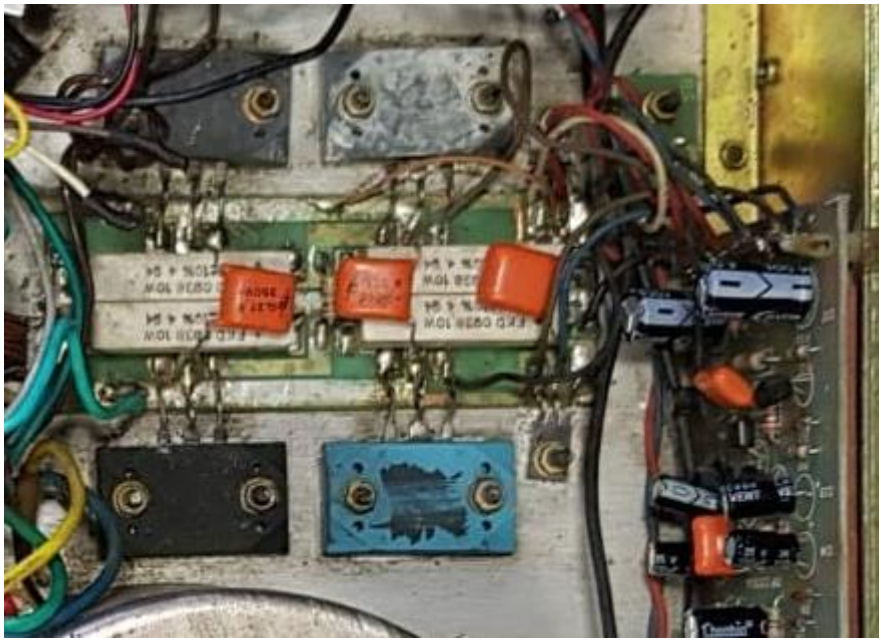
Foi adquirido por ele em condições estéticas meio castigadas, mas com a eletrônica boa. A exceção foi o ventilador, danificado. Isso não seria um problema, pois o Sérgio adquiriu um exaustor novo, silencioso, de boa capacidade de vazão. Lembrem-se de que o original é da década de 1980.

Internamente, ele precisou de algum re-roteamento da fiação, mas nada de outro mundo. Os capacitores, originais da época, foram substituídos e foi refeito o ajuste da corrente de repouso.

O circuito da ventoinha foi mantido, e foi inserido um integrado regulador de 12V para alimentar a nova. Ao final, a montagem ficou conforme a figura abaixo.



O valor dos capacitores de filtro originais foi mantido. As placas impressas, em fibra de vidro e de excelente qualidade e muito bem identificadas, estavam em perfeito estado.



Os transistores de potência, ainda originais, estavam bons e são de ótima qualidade, além de muito robustos.

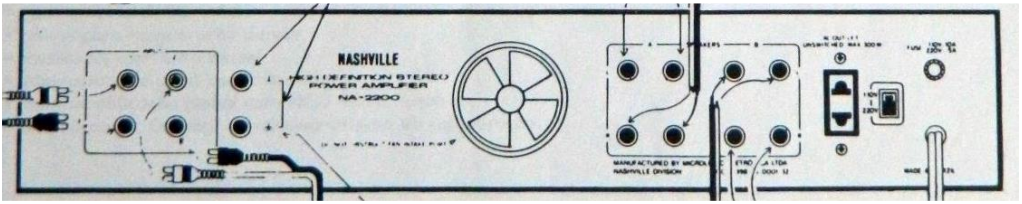
A dissipação de calor do estágio de saída do amplificador é providenciada por uma espessa chapa de alumínio que forma sua base. Não é um formato usual, mas a área e a espessura, associadas ao bom fluxo de ar provido pelo exaustor, permitem que o amplificador trabalhe bem, mesmo com cargas pesadas. Nos nossos testes, a temperatura manteve-se bem comportada. Adicionalmente, a Micrologic inseriu um disjuntor térmico ao circuito, para desligar a alimentação em caso de sobreaquecimento. Ele atuou apenas em regime de senoide permanente à potência máxima, em 4Ω, após vários minutos.

Os transformadores toroidais são blindados, o que é muito bom, e, na verdade, fazem parte de uma fonte única, cada um responsável por uma malha da alimentação. Outra característica não usual da fonte, mas, novamente, funcional e adequada para o equipamento.

A única mudança na fonte foi a substituição das pontes retificadoras originais por unidades mais novas de 35A, bem robustas. Não era necessário, pois as pontes originais

eram adequadas para a tarefa e estavam em bom estado, mas, o proprietário quis mudar e mal não fez, e nem faria.
O amplificador é bem simples e robusto. Em seu painel dianteiro temos um conjunto de leds formando um medidor de VU, junto a uma grelha de ventilação, e dois controles de nível de entrada, além da chave de força. Na traseira, as conexões usuais com material de boa qualidade. Entradas RCA e saídas para dois pares de caixas acústicas.





Passamos então às medições na bancada de testes. Basicamente a potência anunciada é a mesma, diferindo, nas várias versões divulgadas na Internet, em suas taxas de distorção e na relação sinal/ruído.

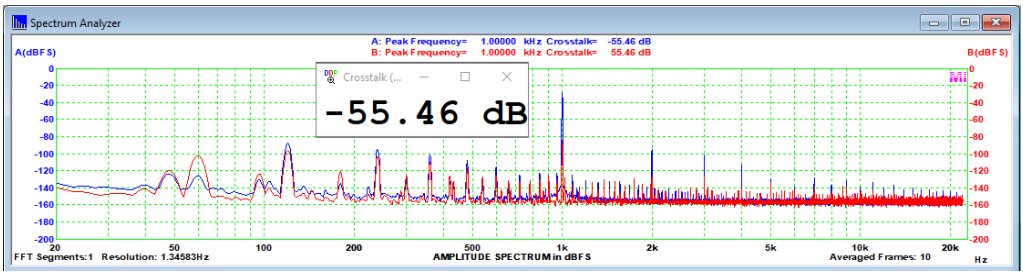
O manual da última versão, disponível no sítio da Studio-R, é de um modelo bastante diferente, tanto nas conexões quanto na potência, assim, não iremos utilizá-lo, e sim o fornecido à época.

Quanto a elas, reproduzimos aqui uma correspondência eletrônica do próprio Ruy, para nossa lista de discussão, em que ele citava as características básicas do aparelho, e elas diferem das constantes nos folhetos de propaganda da Micrologic. Quanto à potência, creio que este último considera apenas um canal em carga, pois a informada por ele é menor. Vejam abaixo:

“Projetei este amp em 1980; hoje existem amplificadores bem mais modernos, robustos, seguros e protegidos, dedicados ao uso com drivers de titânio. Se fica bom? Bem, curiosamente a topologia do NA ainda pode ser considerada atual. Ele responde dentro de +/- 0,5dB, de 10Hz a 210KHz com DHT entre 20Hz e 20KHz menor que 0,05% a 3/4 da potência máxima, que e de 250W RMS em 4ohms por canal, ou seja, ele pode dar conta do recado dependendo de suas necessidades.”

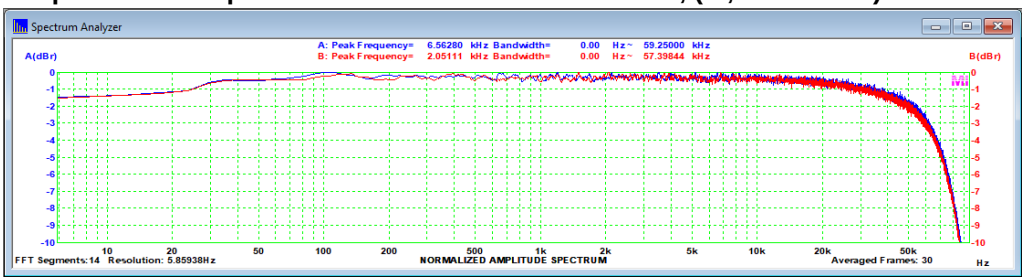
O equipamento teve sua polarização ajustada para o valor ótimo em classe B e, após 1 hora de pré aquecimento a 1/3 da potência máxima nominal em 8Ω, as medições foram tomadas em 220VCA/60Hz, com ambos os canais em carga.

Diafonia a 1kHz/1W/8Ω



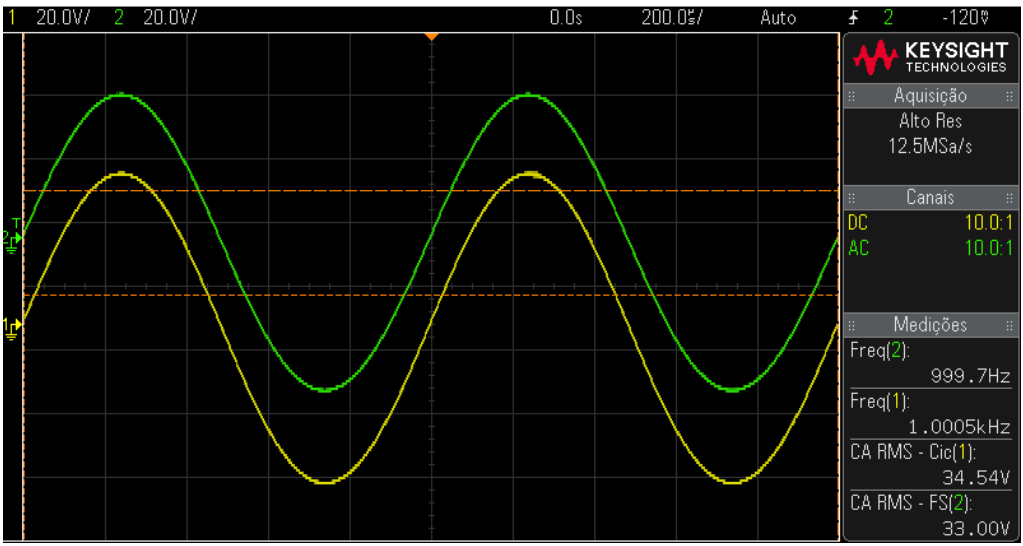
Valor normal e adequado, mas um pouco abaixo do declarado.

Resposta em Frequência a 1kHz/1W/8Ω - 5Hz a 59kHz, (-1,5dB a -3dB)



Resposta bem plana e muito boa. O limite superior foi menor, mas adequado também. A banda total de meu analisador (90kHz) pode estar afetando o resultado.

Potência no Limite do Ceifamento em 1kHz/8Ω - 149W

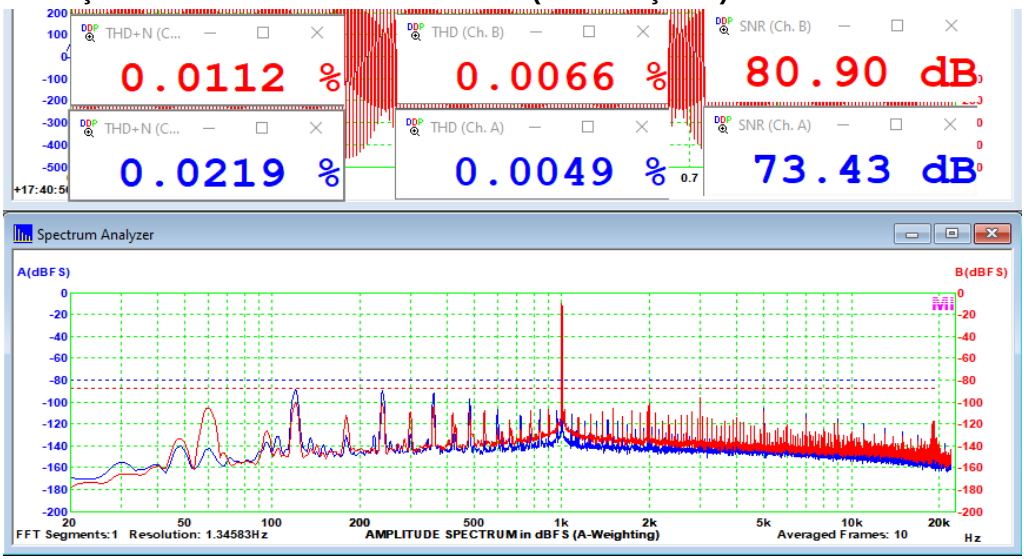


Potência no Limite do Ceifamento em 1kHz/4Ω - 245W

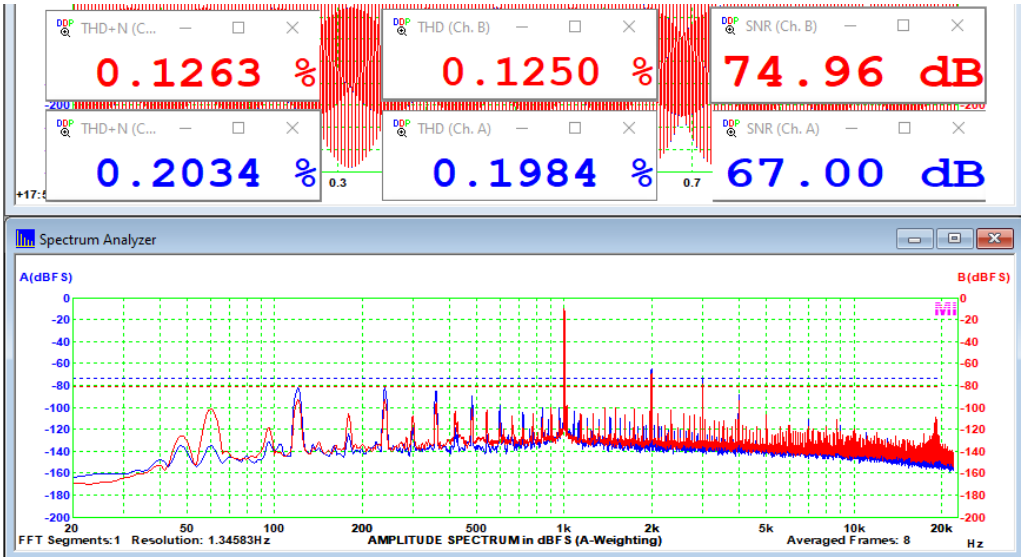


O valor de potência em 4Ω é bem próximo do citado pelo Ruy (250W). Os medidos são bem diferentes dos constantes dos folhetos. Pelos valores de tensões da fonte de alimentação que constam do diagrama esquemático do NA 2200 PRO, acredito que com um canal em carga ele deve atingir o que se anuncia, Os valores são bons, principalmente se considerarmos o tamanho do equipamento. É bastante compacto e o exaustor é eficaz no controle da temperatura.

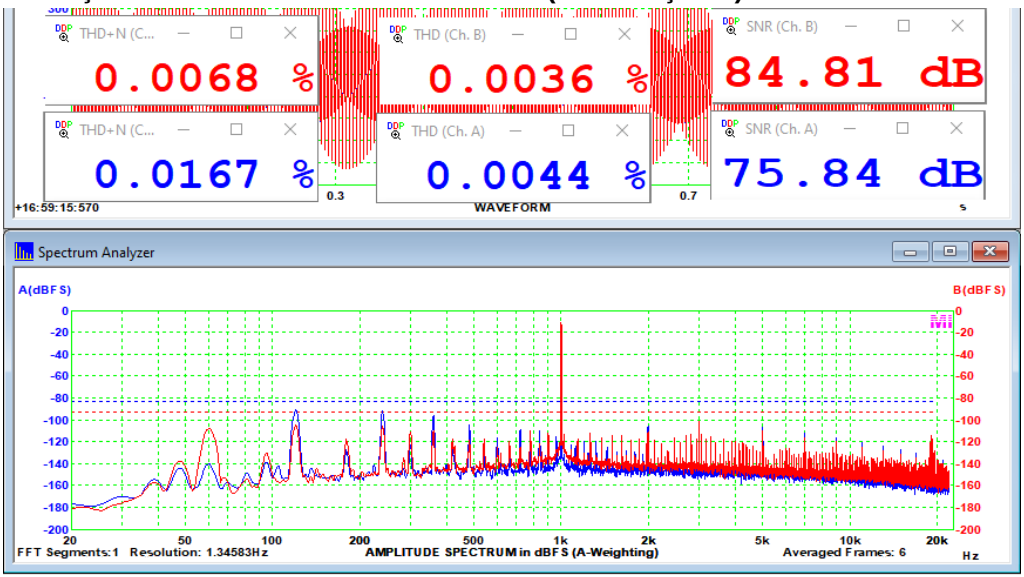
Distorção Harmônica Total a 1kHz/1W/8Ω (Ponderação A)



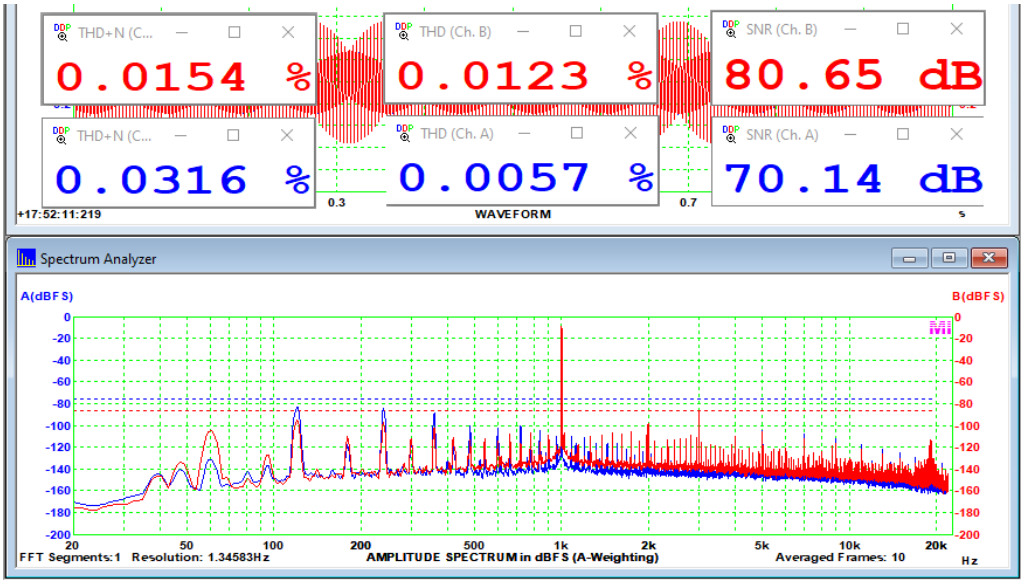
Distorção Harmônica Total a 1kHz/1W/4Ω (Ponderação A)



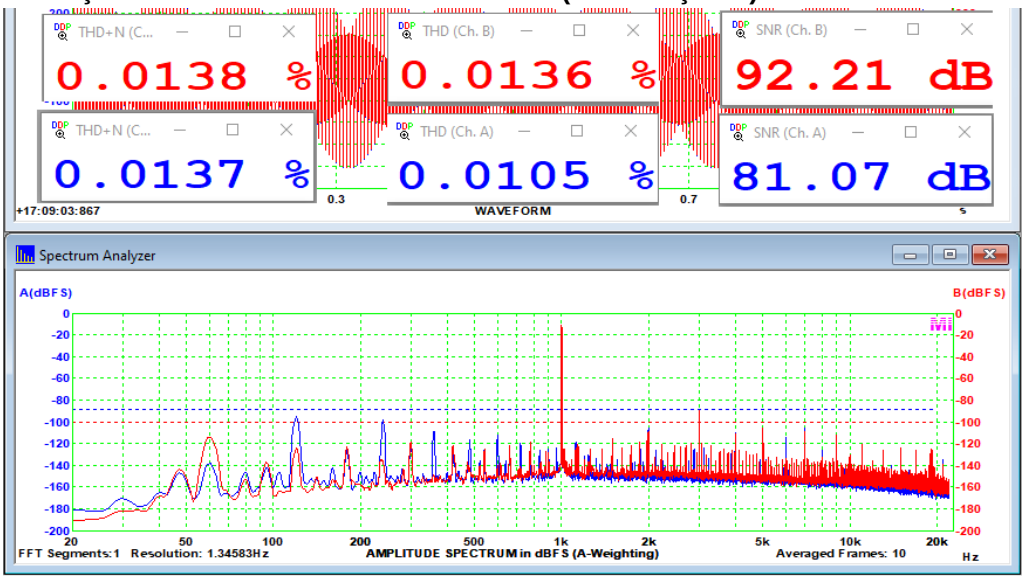
Distorção Harmônica Total a 1kHz/10W/8Ω (Ponderação A)



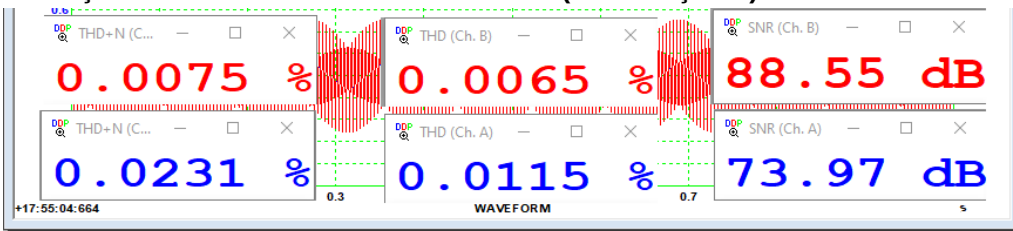
Distorção Harmônica Total a 1kHz/10W/4Ω (Ponderação A)

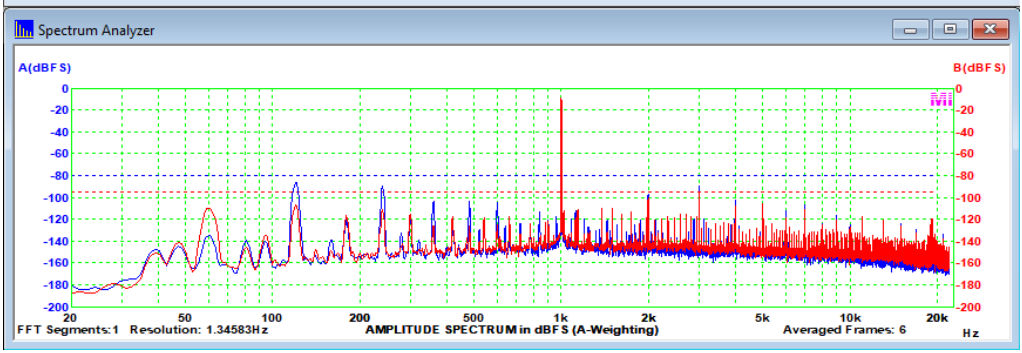


Distorção Harmônica Total a 1kHz/100W/8Ω (Ponderação A)

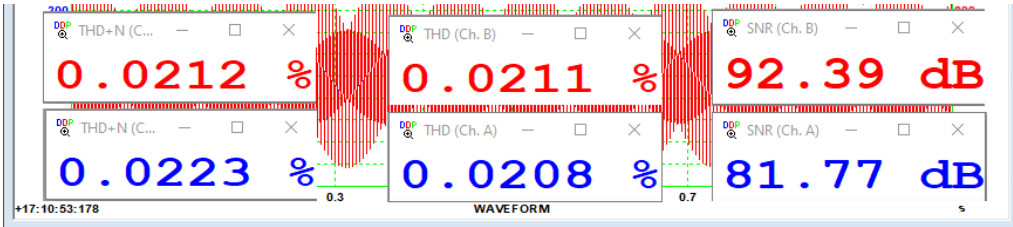


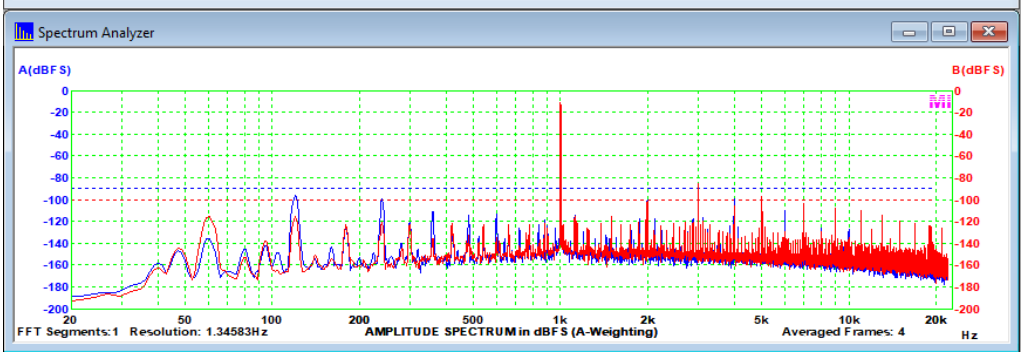
Distorção Harmônica Total a 1kHz/100W/4Ω (Ponderação A)



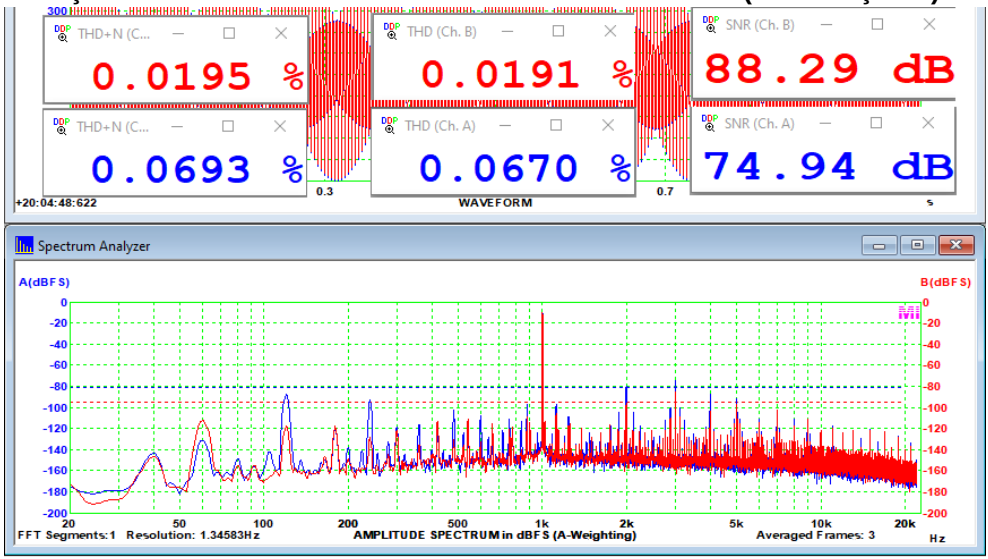


Distorção Harmônica Total à Máxima Potência em 1kHz/8Ω (Ponderação A)

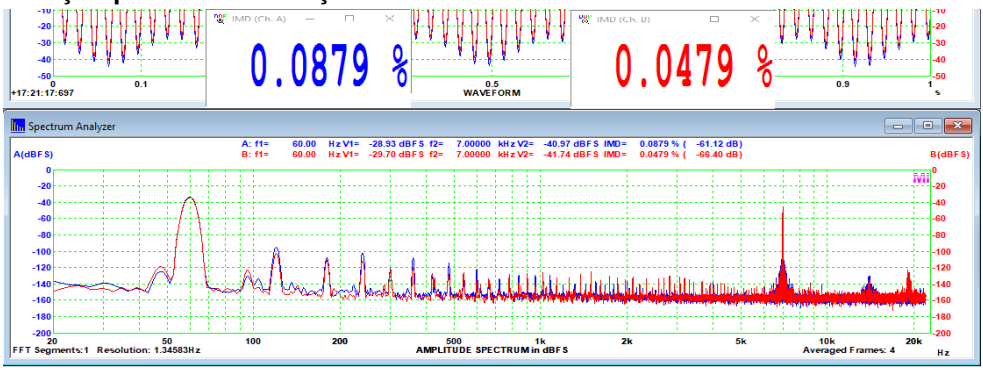




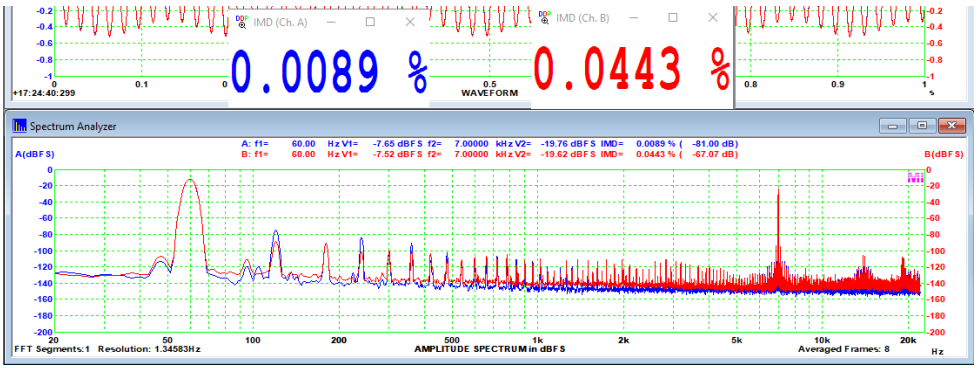
Distorção Harmônica Total à Máxima Potência em 1kHz/4Ω (Ponderação A)



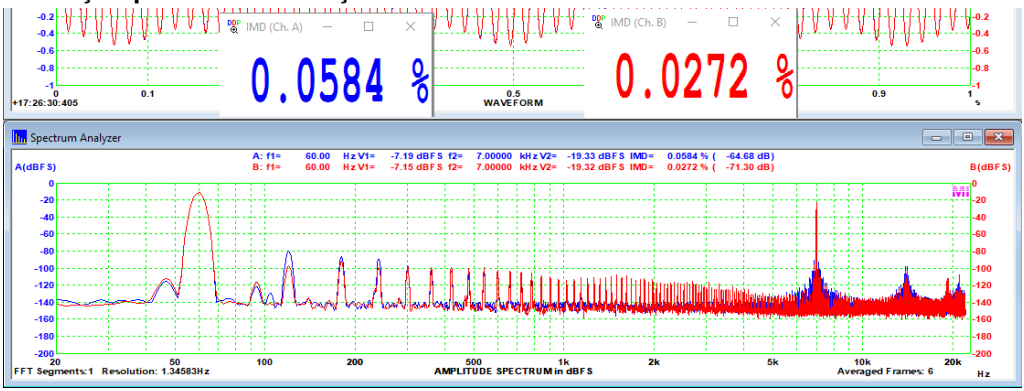
Distorção por Intermodulação SMPTE a 1W/8Ω



Distorção por Intermodulação SMPTE a 10W/8Ω



Distorção por Intermodulação SMPTE a 100W/8Ω



Como pode ser visto, os valores de DHT e DI são muito bons, próximos ou mesmo bem abaixo dos informados pelo Ruy e em relação aos dos prospectos; apenas a DHT medida a 1W/4Ω e a DI são maiores, mas são bons também.

Essas medições indicam, como observado por ele, que, mesmo hoje, esse amplificador seria bem adequado, seja para PA, seja para uso residencial. Os valores medidos de relação sinal/ruído são muito bons.

Em uso residencial, hoje, creio que a mudança da ventoinha seria quase que mandatória, pois a original devia ser bem ruidosa mesmo.

Podemos concluir que o NA 2200 PRO é um bom exemplar de boa engenharia de produtos nacional, considerada a época de seu projeto e produção. Mostrou, novamente, a competência de seu projetista e de seu fabricante.

E, antes de encerrarmos, seguem algumas palavras sobre este amplificador e sobre os desafios enfrentados na produção pelo Ruy Monteiro, por nosso colaborador, e seu filho, o engenheiro Francisco Monteiro.

“**O NA2200 foi o produto que originou o procedimento de teste final agressivo, adotado até os dias de hoje.**

Interessantemente, no início da produção, o retorno de amplificadores defeituosos foi praticamente instantâneo, o NA2200 era muito diferente de tudo o que já havia sido fabricado, então era algo esperado, mas jamais em escala tão grande.

Após alguns dias de briga entre departamentos, inúmeros defeitos e soluções paliativas não aprovadas, tudo em prol da entrega das vendas prometidas, Ruy decidiu ir ao extremo.

“De hoje em diante só irão ser entregues amplificadores que passarem por três ciclos consecutivos de 1 hora, em carga nominal”.

Pronto... Um mês depois nenhum produto havia sobrevivido, até que um foi aprovado, uns dias depois mais um, depois quatro... Quando perceberam, todos começaram a passar no teste e o NA2200 se tornou uma febre.

É importante destacar que essa época marca a consolidação do novo mercado profissional, ou seja, não existiam produtos realmente profissionais, os equipamentos de consumo começaram a sofrer as consequências do uso em ambientes não residenciais, também um dos grandes motivos do início “catastrófico” do NA2200.”

Teste de Fator de Amortecimento em Amplificadores - Um Adendo

Marcelo Yared*

Pessoal, após o artigo mostrando os impactos do aumento da capacitância em fontes alimentação sobre o fator de amortecimento (FA) de amplificadores, achei interessante preparar este adendo, para responder uma questão acessória:

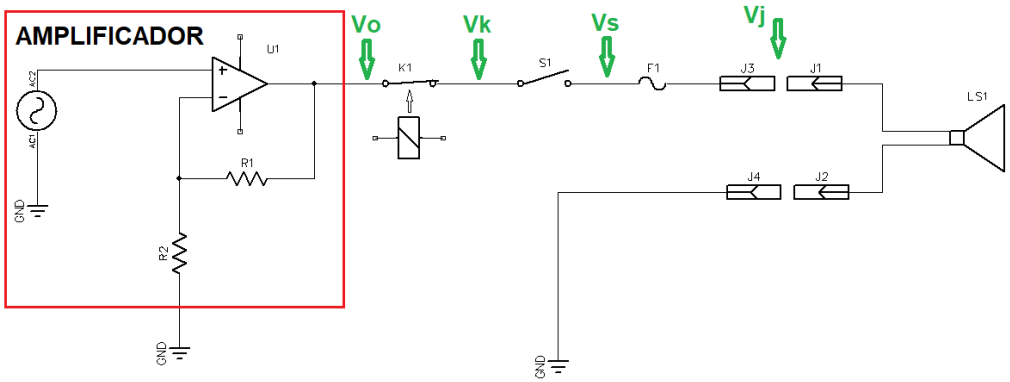
- Considerando-se que o FA depende basicamente do projeto do circuito amplificador em si e da realimentação aplicada, porque nas análises dos amplificadores daquela época, mostradas aqui em Antenna, boa parte deles apresenta resultados bem mais modestos que os obtidos no protótipo de testes?

Bom, de fato, vários deles apresentaram FA bem menores, mas ainda suficientes para controlar adequadamente cargas normais.

No texto eu sugeri um possível roteiro para melhorar o FA, visto que aumentar a capacitância da fonte, somente, não surtiu resultado:

“Para melhorar-se o FA, sem mudanças no projeto eletrônico, caso necessário, o que deve ser feito é a redução das resistências internas do circuito, particularmente no caminho da saída do sinal de áudio: fiação, contatos de relés, chaves de comutação etc.”.

A sugestão acima pode ser verificada e, realmente, os amplificadores daquela época, e mesmo alguns mais modernos, podem apresentar, entre a saída do estágio de potência e a caixa acústica, os seguintes componentes:



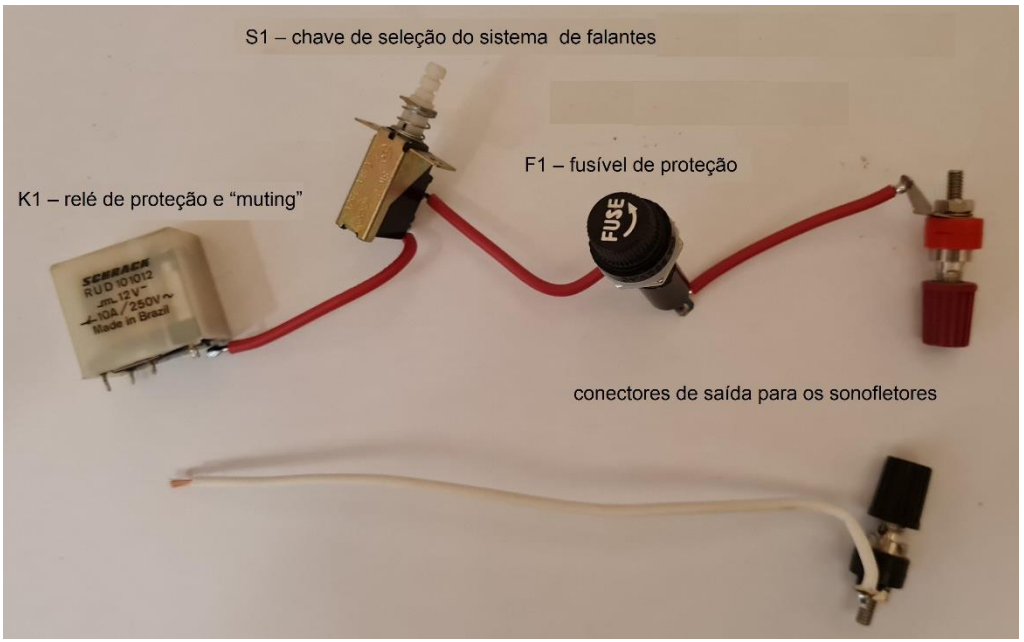
***Engenheiro Eletricista**

Da figura, temos os seguintes componentes entre o módulo de amplificação, interno ao gabinete do amplificador, e os bornes de saída para as caixas acústicas:

K1 – relé de proteção e “muting”;
S1 – chave de seleção do sistema de falantes;
F1 – fusível de proteção;
J1 a J4 – conectores de saída para os sonofletores e conectores do cabo das caixas.

Este é um esquema resumido. Entre os componentes há a resistência da fiação, o cabo que liga os sonofletores têm impedância também (falaremos dele mais adiante), a caixa acústica pode ter componentes internos que influenciem no resultado etc. Entretanto, para nosso estudo, essa simplificação é suficiente.

Utilizando, novamente, nosso valente amplificador de testes, preparamos a seguinte gambiarra, com componentes normais da época, representando cada um dos elementos mostrados no esquema anterior.



O relé é o bom e velho “RUD” da Schrack, utilizado no A1, da Gradiente. É bem mais robusto do que o que necessitamos, mas, serve para os nossos propósitos. A chave também é da época, utilizada nos CCE, Cygnus etc, porta-fusível grande, com uma unidade de 3A, e conectores banana, de boa qualidade, originais da década de 1970.

Agora, vamos tentar entender no que esses componentes afetariam o FA de nosso amplificador.

Cada contato e terminal desses componentes apresenta uma resistência intrínseca, que vai se somar à resistência interna do amplificador e alterar a relação que define o FA, conforme vimos no artigo anterior.

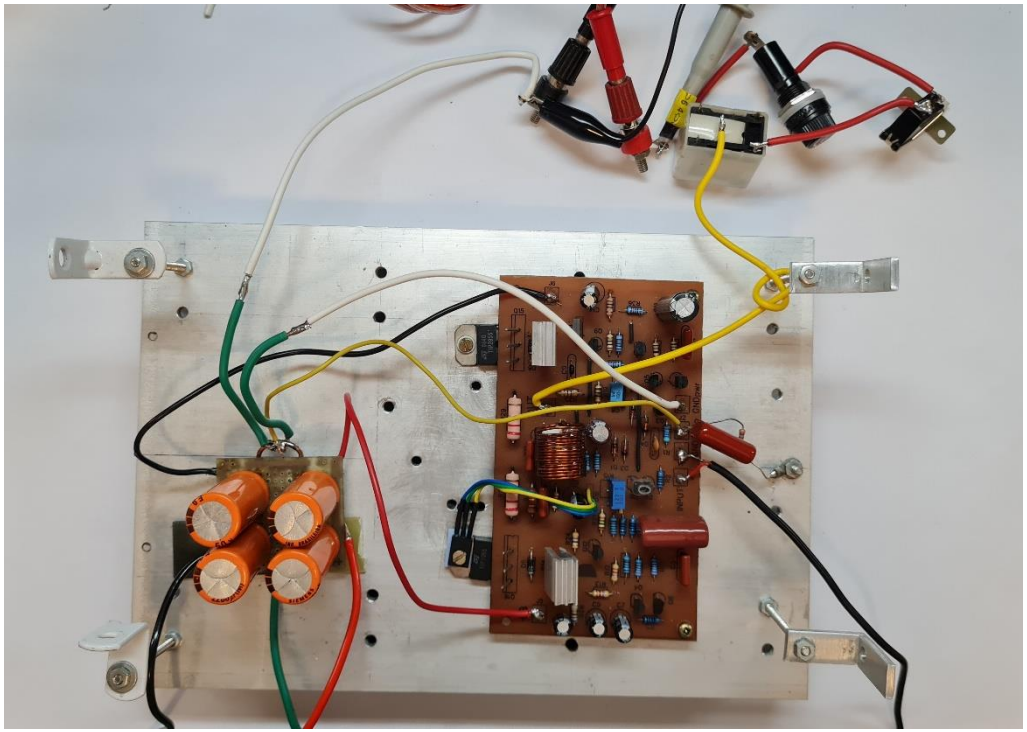
Como eles não estão dentro da malha de realimentação do circuito (composta, em nossa figura, pelas resistências R1 e R2), ela não atuará para reduzir o valor visto à saída do amplificador.

Então, teremos que somar essas resistências intrínsecas no divisor da equação que define o FA, quais sejam $\mathbf{R_{K1}}$, $\mathbf{R_{S1}}$, $\mathbf{R_{F1}}$ e $\mathbf{R_{J1\text{-}4}}$, da seguinte forma, considerando todas os valores puramente resistivos, de forma que o FA mudará para FA':

$$\mathbf{FA' = ZL / Z'}$$

Onde:
Z'= impedância de saída do amplificador (**Zi**) + **($\mathbf{R_{K1}}$, $\mathbf{R_{S1}}$, $\mathbf{R_{F1}}$** e **$\mathbf{R_{J1\text{-}4}}$)**
ZL é a impedância da carga.

Espera-se então, que o FA caia.



Assim, geraremos um sinal de 10Vrms a 1kHz, excitando uma carga de 8Ω, e faremos uma tabela comparando o FA sem os componentes de interligação e com. O amplificador será alimentado com uma fonte de 30V simétricos, estabilizada.

Inicialmente, conectamos apenas o cabo da carga, direto na saída e, depois, após medirmos a tensão com carga, inserimos os componentes das fotos acima, medindo as tensões indicadas no esquema, Vk, Vs e Vj.

Para Vo com carga de 10,000V, em nosso artigo anterior, obtivemos um FA de aproximadamente 280. Agora, quando colocamos os componentes de conexões, obtivemos:

Vk=9,960V;
Vs=9,850V;
Vj=9,770V e
VL=9,660V

Percebemos então que as resistências de contato são pequenas, mas influenciam no resultado. Assim, de uma forma simplificada, podemos calcular o FA aproximado com a inserção de cada uma no caminho do sinal:

$FA_{relé} \approx 250$
$FA_{relé+chave} \approx 67$
$FA_{relé+chave+fusível} \approx 47$

E, finalmente, o FA medido no borne de entrada da carga, que adiciona a resistência total dos bornes J1 a J4 do esquema, foi de aproximadamente **30.**

A queda no FA é acentuada, entretanto, a atenuação de tensão sofrida pelo sinal entregue ao sonofletor, nessa condição, seria de -20*log(9,660/10,000)=**0,3dB**, o que é muito baixo em relação às demais variações apresentadas pelos transdutores.

Assim, nessas condições, vemos a importância de se usar componentes de interconexão de qualidade superior, ou mesmo nem utilizar chaves e fusíveis, mas, também, a inutilidade de exageros.

Por exemplo, se considerarmos o FA de 280 original, a resistência interna será de aproximadamente 0,0286Ω. Suponhamos, então, que o cabo de ligação ao sonofletor tenha uns 2 metros de comprimento, e seja de 1,65mm^2 de área de cobre, o que é um fio bem grosso (#15AWG), que apresenta 0,0103Ω/m.

Ele agregará ao circuito uma resistência de 2*2m*0,0103Ω/m=0,0412Ω. Essa resistência fará o FA visto pela carga cair para, aproximadamente, 115, um valor muito bom, ainda.

Vamos trocar por um cabo com o dobro da área, 3,310mm^2 (#12AWG), que já é meio chato de se manipular. Com isso a resistência vai a aproximadamente 0,0206Ω e o FA a 162.

A perda em tensão, no primeiro caso, com fio de 1,65mm^2, será de, aproximadamente, -20*log(9,913/10)=**0,076dB** e com o cabo duas vezes mais grosso, de **0,053dB**.

Ou seja, a menos do cabo ter componentes reativas muito elevadas, o que não é comum, a diferença de perdas é irrisória.

Podemos concluir, assim, que o uso de chaves, fusíveis de proteção de sonofletores, relés etc diminui o fator de amortecimento do sistema, mas também que, mesmo assim, é possível ter-se um bom comportamento do sistema.

A área dos cabos de ligação de sonofletores influencia o FA geral, entretanto, a variação não é significativa a partir de um certo ponto e devem ser levados em conta a distância e a impedância da carga, pois excessos também não trazem ganhos significativos.

Por fim, cabe lembrar que sonofletores com amplificadores integrados, como é comum em subwoofers modernos, não têm vários desses elementos que reduzem o FA, pois o(s) falante(s) normalmente é(são) ligado(s) com conexões curtas e diretas ao módulo de amplificação.

Forte abraço!