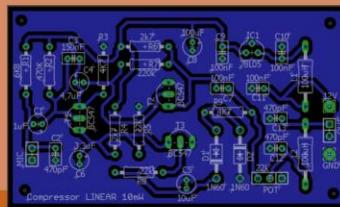




# ANTENNA

ELETRÔNICA • SOM • TELECOMUNICAÇÕES

Número 11/24 (1259) novembro de 2024



Eletrônica Popular... e as "Novidades"

Monte um Mike de Ganho Linear

Determinando Tipos de Toroides

Dicas de Sensibilidade

Medição de Tensões AC

O FBL AS-1040-A

O Transistor VAS

# ANTENNA

Número 11/24 – novembro/2024 – Ref. 1259

As edições impressas de Antenna, a partir de janeiro de 2021, podem ser adquiridas na livraria virtual UICLAP ([www.uiclap.com.br](http://www.uiclap.com.br)), sendo bastante fazer a busca por Antenna em seu sítio, e os esquemas da ESBREL poderão ser adquiridos por intermédio do confrade Rubens Mano, nos seguintes contatos: E-mail: [manorc1@manorc.com.br](mailto:manorc1@manorc.com.br) e WhatsApp: (051) 99731-1158.

**COR DO MÊS** – Novembro é o mês da cor azul, da campanha de sobre o câncer de próstata. Saiba mais [aqui](#).



<https://bvsmms.saude.gov.br/novembro-azul-mes-de-conscientizacao-sobre-a-saude-do-homem/>

## NOTAS DA EDIÇÃO

Neste mês temos um colaborador novo: o engenheiro e radioamador Cesar Rabak nos brinda com um artigo sobre identificação de núcleos magnéticos. Seja bem vindo, Cesar!

Também, em Dicas e Diagramas temos a apresentação de um habilidoso restaurador de rádios vintage, Florentino de Pasquale, da vizinha Venezuela; ele, inclusive, faz aniversário hoje! Parabéns, Florentino!

**E, mais uma vez, pedimos a ajuda dos leitores para nos fornecer “causos” para TVKX. Vejam a chamada no artigo deste mês. Ajudem “vovó” Antenna a manter viva a seção!**

Lembramos que os artigos sobre radioamadorismo e telecomunicações nas edições de Antenna são compartilhados com o blog <https://revistaradioamadorismo.blogspot.com/>, de nosso colaborador Ademir, PT9HP; vale a visita, e a leitura.

Lembramos, também, novamente, que o sucesso das montagens aqui descritas depende muito da capacidade do montador, e que estas 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 na manipulação das tensões secundárias e da rede elétrica comercial. Pessoas sem a devida qualificação técnica não devem fazê-lo ou devem procurar ajuda qualificada.**

## SUMÁRIO

1 - ANTENNA – Uma História – Capítulo XLVII – Eletrônica Popular – Comentários.....	<i>Jaime Gonçalves de Moraes Filho</i>
4 - CQ-RADIOAMADORES – MONTE O FAMOSO MIKE DE GANHO – LINEAR 10 mW.....	<i>Ademir – PT9HP</i>
7 - Determinação do Tipo de Núcleo de Toroides Desconhecidos.....	<i>Cesar Rabak</i>
17 - DICAS E DIAGRAMAS – XXIX - Rádios valvulados antigos captavam melhor as ondas curtas?.....	<i>Dante Efrom – PY3ET</i>
30 - APRENDA ELETRÔNICA - Dize-me como medes tensões AC e eu te direi quem és.....	<i>Paulo Brites</i>
33 - O FBL AR-1040-A.....	<i>Marcelo Yared</i>
51 - TVKX – Chuva.....	<i>Jaime Gonçalves de Moraes Filho</i>
54 - O transistor VAS.....	<i>Marcelo Yared</i>

# ANTENNA – Uma História - Capítulo XLVII

Jaime Gonçalves de Moraes Filho\*

## Eletrônica Popular - Comentários

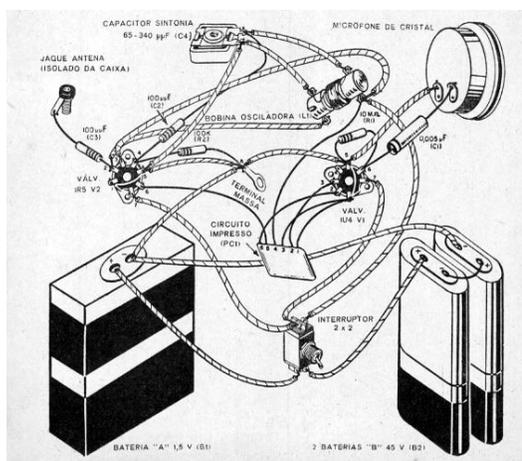


Uma leitura mais detalhada dos primeiros números de Eletrônica Popular nos mostra que, de maio de 1956 até dezembro de 1958, excetuando-se a seção “Diga-me: Por quê”, todos os demais artigos são traduções da “Popular Electronics”, consequência da falta de escritores especializados na área técnica..

No entanto, vamos encontrar artigos interessantíssimos, que nos conduzem aos primórdios de muitos dispositivos, hoje em dia incorporados ao ambiente doméstico, o que justifica um capítulo à parte.

No número 1 de EP ( Era assim que na redação nos referíamos a Eletrônica Popular) encontramos um artigo que poderia ser escrito nos dias de hoje. ‘Velho demais para aprender TV’ é um verdadeiro puxão de orelhas naqueles que, mesmo se interessando pelo assunto e possuindo algum conhecimento técnico, hesitam em frequentar um bom curso e mudar de vida, devido à sua idade.

São citados vários exemplos de pessoas que trocaram radicalmente de profissão para se dedicarem a manutenção de televisores. Atualmente, um dos empecilhos para tal procedimento é a falta de cursos técnicos bem equipados e com um corpo docente gabaritado, o que acontece em muitos centros urbanos.



Observa-se, ainda, nesse primeiro número, a preocupação de publicar artigos com objetivos práticos, com as montagens seguidas de um “chapeado”. Na época em que ainda não se falava em circuitos impressos, montar um equipamento valvulado exigia uma mistura de conhecimento, habilidade manual e estética. Para facilitar as montagens era feito um desenho contendo os componentes e toda a fiação, chamado de “chapeado”

Fig. 1 - Os “chapeados” de EP

\* Professor de Física e Engenheiro de Eletrônica

No número 2 de EP, é iniciada uma longa série sobre a aplicação eletrônica no aeromodelismo, um “hobby” de grande repercussão na década de 1950. O assunto prolonga-se por mais de um ano, sendo, talvez, uma das obras mais completas sobre o aeromodelismo e radio controle.

Um artigo sobre a confecção de chassis metálicos ensina o passo a passo para o projeto e execução daquilo que servia de base para as montagens. A falta daquele complemento no comércio e as dificuldades com a sua construção fez com que muitos desistissem de suas montagens

O número 3 de EP inicia-se com um excelente artigo sobre o assunto em voga naquele momento: a Alta Fidelidade. EP também apresentou aos leitores algumas novidades tecnológicas, como por exemplo o visor infravermelho, algo que na ocasião possuía grandes dimensões, como visto na figura.



**Fig. 2 – Visor de Infravermelho**

No mesmo número foi apresentado aos leitores os princípios de funcionamento do Ple-tismógrafo Fotoelétrico, atualmente substituído, em muitos casos, pelo popular Oxímetro. Um destaque especial é dado ao projeto do chassi metálico, assunto que prossegue no número seguinte.

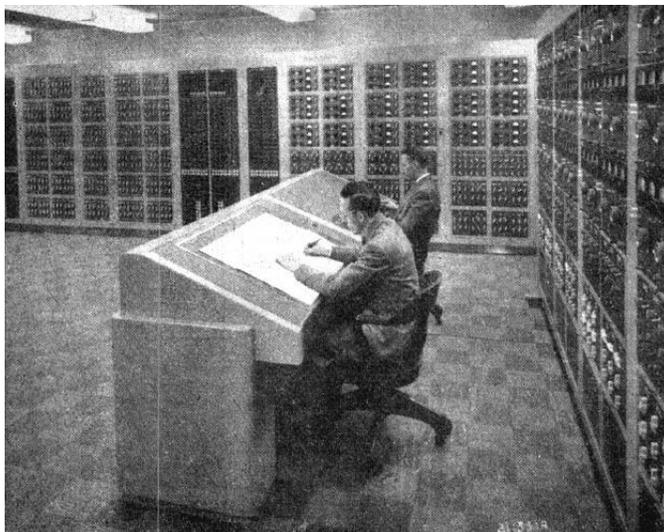
No número 5 de EP, os leitores tiveram conhecimento do “Fogão eletrônico”, o nosso conhecidíssimo forno de micro-ondas, que em 1956 eram bem maiores.

Pela figura 3 podemos ter uma ideia das dificuldades enfrentadas pelos técnicos de manutenção ao reparar naquela época um “fogão eletrônico”



**Fig. 3 – Manutenção de um RadarRanger**

No mesmo exemplar temos notícias sobre um “Calculador de redes elétricas”, hoje em dia classificado como um computador, cuja capacidade de processamento certamente era centenas de vezes menor do que qualquer tipo de “Smartphone” moderno.

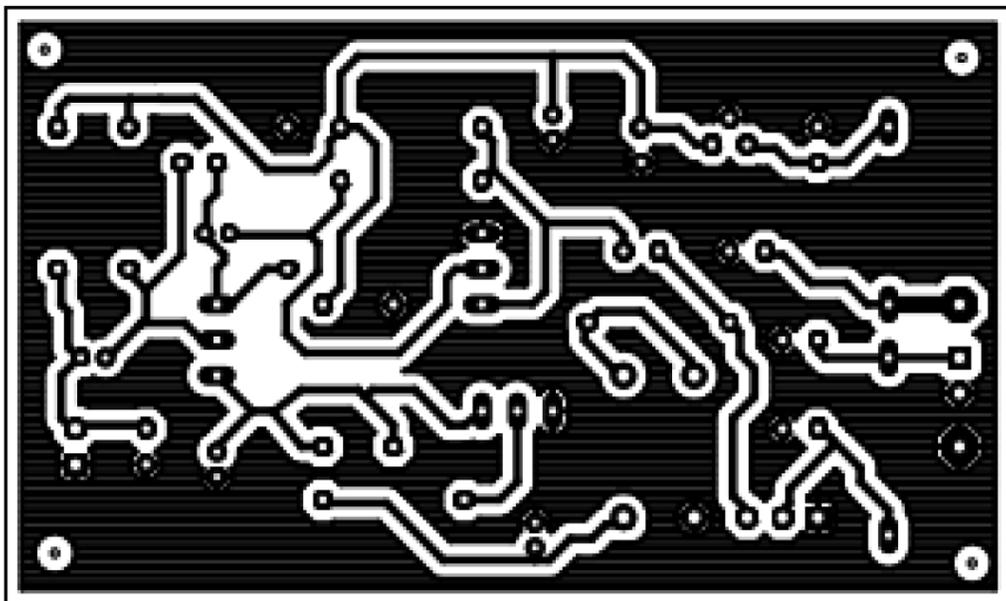
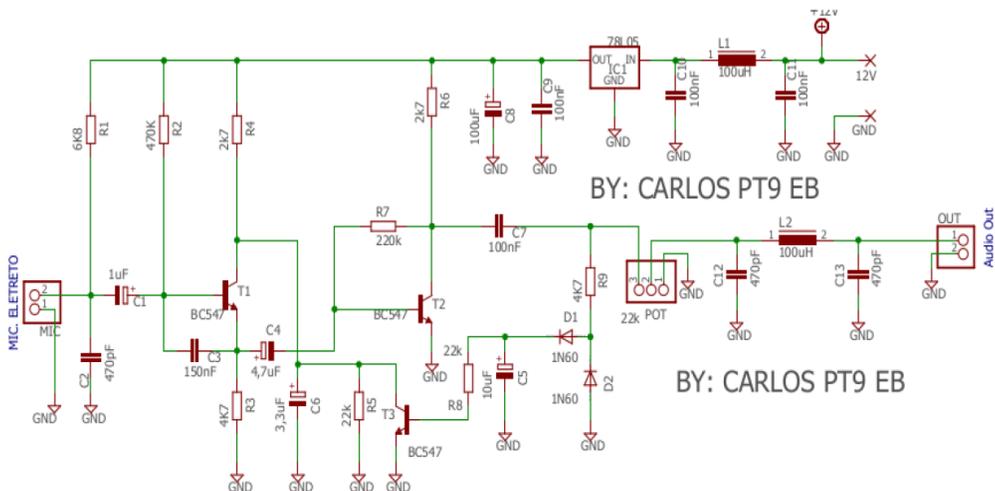


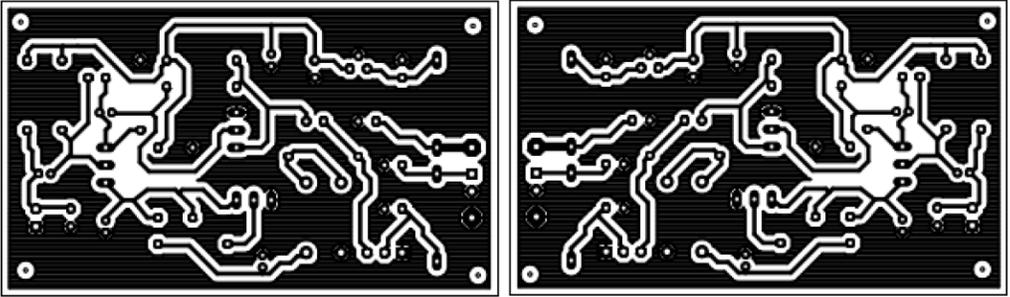
**Fig. 4 – O Calculador de Redes Elétricas**



Esta versão é de autoria do colega Carlos Fraga. PT9-EB e contém várias novidades, como o uso de um regulador de tensão LM-7805 que, sem dúvida, dá mais estabilidade para o circuito.

Em todos os casos, o colega precisa de conhecimento do circuito do PTT de seu rádio para a conexão correta dos fios se for instalar em um rádio PX. Os rádios antigos tem apenas dois pinos, um referente ao áudio e o outro o terra ou massa do transmissor.

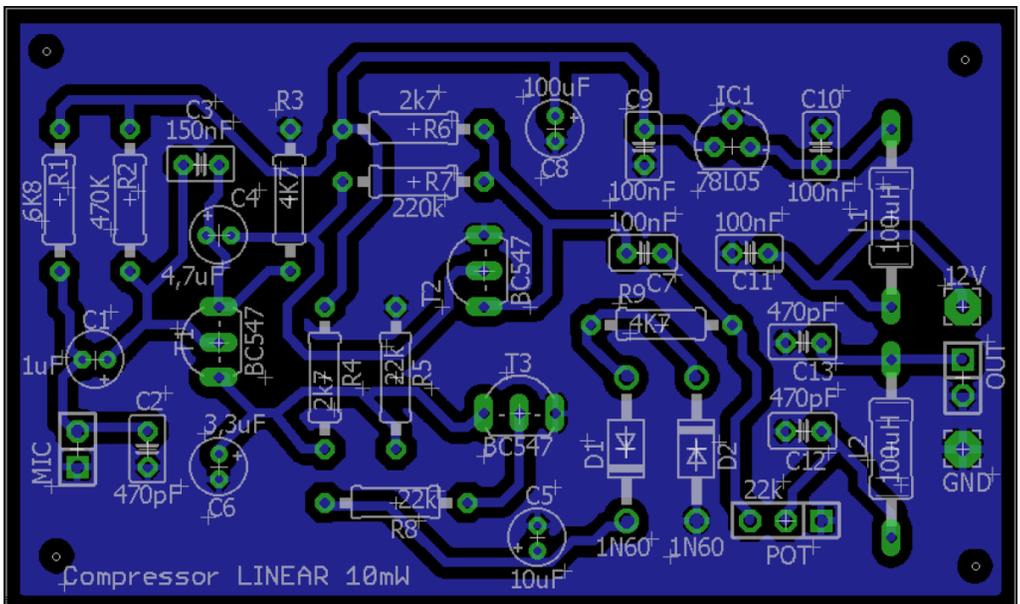




À esquerda, as trilhas vista de cima, pronto para impressão via método térmico e à direita, pelo método da canetinha (meio difícil, vou avisando...)

Acreditamos que a impressão final terá as dimensões corretas, algo muito próximo de 5x7 centímetros. Pode haver diferença dependendo da impressora que você usar ou das dimensões escolhidas ao imprimir a revista em PDF.

Como não há um circuito integrado nesta placa, pequenas diferenças nas distâncias dos furos será fácil de se contornar. Uma dica: se um componente como resistor ficar maior que a distância dos furos, dobre um de seus terminais e monte-o em pé.



# Determinação do Tipo de Núcleo de Toroides Desconhecidos

Cesar S. Rabak, PY2CSH\*

## Introdução

No decorrer da nossa jornada como radioamadores e experimentadores de eletrônica, é possível deparar-se via aquisições mais ou menos “conscientes” na nossa caixa de componentes núcleos de materiais desconhecidos, especialmente os toroides tão solicitados em montagens de uns tempos para cá.

Uma atenção especial será dada aqueles cujo material seja Ferrita, uma vez que eles são também oferecidos em *carbonil de ferro*, também de nominado corriqueiramente “pó de ferro”, materiais ferromagnéticos como aço silício, e mesmo materiais, geralmente plásticos, que têm como propriedade magnética comportarem-se como núcleos de ar<sup>1</sup>.

Neste texto vamos discutir uma abordagem que nos seja acessível e prática para tentar determinar o material deles e alguns cuidados quando o uso contemplado deles for para RF em frequências mais altas que, digamos, 1 MHz.

## Cálculo da Indutância de Bobina Toroidal

Para nós radioamadores a fonte primária e geralmente a mais acessível para determinação de indutâncias feitas em casa são as edições dos manuais (*Handbooks*) da ARRL e publicações assemelhadas, como as da RSGB, etc.

Nas versões recentes há uma seção “Electrical Fundamentals” e numa subseção encontrar-se-á, com certeza o item “Ferrite Toroidal Inductors”, e nela uma fórmula, por exemplo, na edição de 2014 [2, p. 254. Eq. 114], que aqui se transcreve, a Equação 1.

$$L = \frac{A_L \times N^2}{10^6} \quad (1)$$

onde L é indutância obtida em mH, N é o número de espiras, e  $A_L$  é uma constante que leva em conta o material e as dimensões do toroide em questão.

Nos catálogos da empresa nacional Thorton Eletrônica Ltda. essa constante é denominada “Fator de Indutância”.

\* Mestre em Engenharia Eletrônica

---

<sup>i</sup> Os núcleos fabricado pela Micrometals e redistribuídos pela Amidon, do tipo “-0” são de material fenólico, reconhecidos pela cor castanha deles.

É necessário deixar bem claro que a Equação 1 é “dirigida” aos toroides de distribuição da firma Amidon, e que o  $A_L$  a ser empregue é específico para os produtos dela (na verdade, como veremos em seguida, do catálogo dela), inclusive com as unidades de medida definidas, ademais, a unidade de indutância que ela “retorna” é específico para ferritas, sendo diferente para outros materiais.

Os metrólogos diriam que a constante  $A_L$  teria unidade de medida de indutância, tão somente, porque “espira” seria um número puro, isto é, não afetado de unidade de medida<sup>ii</sup>, a Thornton, por exemplo a consigna em seus catálogos como nH. Contudo, uma análise mais criteriosa dessas fórmulas nos informa que se deve sempre perguntar qual a base (ou no caso delas, qual o denominador) delas.

No caso da equação para ferritas, da Amidon (por meio da referência da ARRL), vê-se que o número de espiras que torna a fração unitária com o denominador de um milhão seria mil, ou seja essa constante é milihenries por mil espiras dentro do núcleo toroidal. De fato, na explicação da fórmula há a definição (minha tradução livre): “... o índice de indutância em mH por 1000 espiras ao quadrado...”

Para deixar claro que isso é confuso mesmo<sup>iii</sup>, o site <https://toroids.info> mostra a fórmula com o denominador igual a  $10^3$ , ou seja mil em vez de um milhão, mudando os resultados, que retornam em  $\mu H$ ...

**Portanto fica o aviso: sempre verifique a fórmula associada ao  $A_L$  que se está empregando para assegurar que o cálculo está correto. Nunca assuma que essa constante é “padronizada”.**

Para tornar, ainda, mais emocionante esse tema dessa constante, note-se ela “engloba” várias coisas que determinam a indutância numa bobina enrolada num toroide.

Para podermos determinar o material de que um toroide é feito vamos ter que destrinchar um pouco mais a teoria e entender como se calcula a indutância com uma fórmula “mais completa”. Nas referências ligadas à engenharia de rádio, a mais citada e famosa é dada por Terman[3, p. 58, eq. 44], mas ela é só para núcleo a ar e usa constantes para o sistema imperial, porém, uma adaptação feita para o sistema métrico nos dá:

$$L \cong 0,002N^2h \ln \frac{r_2}{r_1} \quad [\mu H] \quad (2)$$

onde  $r_2$  é o diâmetro externo,  $r_1$  o interno, e  $h$  a altura, ou “espessura” do núcleo, todos em cm.

---

<sup>ii</sup> Por exemplo, a FMM que tradicionalmente se diz “ampère-espira”, para esses técnicos é apenas “ampère” e por aí vai.

<sup>iii</sup> O colega belga Bob, ON9CVD, numa apresentação sobre ferritas em 2008 escreveu: “O fator de indutância  $A_L$  usualmente é definido como nanohenries por espiras ao quadrado. . .” Justiça seja feita, então, essa é a maneira frequente em literatura de origem europeia, e o Brasil, através da empresa Thornton, segue essa prática.

Aliás, um famoso SW de cálculo de indutâncias do colega alemão Wilfried, DL5SWB também apresenta os  $A_L$  como  $nH/N^2$ .

Não é necessário muita análise para perceber que núcleos de tamanhos diferentes e mesmo material, ou mesmo de materiais diferentes podem ter  $A_L$  coincidentes, uma vez que essa constante para o núcleo entendido como um toroide de dimensões dadas e material de certa permeabilidade é produto da espessura pela relação entre raios pela permeabilidade dividida por uma constante numérica.

Assim, o emprego desse método para determinar o material do núcleo exige que saiba as dimensões do toroide, consultar uma tabela do [possível] fabricante e verificar se a indutância obtida, por medida, “bate” dentro da tolerância para o espécimen em ensaio.

Ou de maneira mais clara: se após a medida um colega enviar a informação para o outro que encontrou um  $A_L$  de “xis”, essa informação é insuficiente para dizer de que material seria o toroide. As dimensões físicas, diâmetros interno e externo e a altura, são imprescindíveis para pesquisar “possíveis suspeitos”!

Um bom resumo desta seção é a afirmação que medindo a indutância do toroide pode-se tentar descobrir de que material é feito pela determinação da permeabilidade dele.

Infelizmente há o risco de “colisões” numéricas, ou seja, haver materiais diferentes com mesma permeabilidade, por exemplo, mas como discutiremos isso numa seção mais à frente outras características do núcleo podem auxiliar a discriminar entre possíveis candidatos.

## Permeabilidade de Núcleos Ferromagnéticos

Na seção anterior vimos que a maneira de determinar o material do núcleo toroidal a partir da medida de indutância numa bobina experimental de número dado de espiras é encontrar a permeabilidade desse material.

**Permeabilidade Relativa** A permeabilidade no SI é um número “chato” de trabalhar, por isso nossos antepassados aproveitando que noutros sistemas de unidades a permeabilidade do ar é unitária (tecnicamente com unidades, como 1 G/Oe no CGS), e o uso de permeabilidades como múltiplos da do ar era “natural” criaram o conceito da permeabilidade relativa (à daquela do vácuo, mas que coincide com o ar para fins práticos, onde temos nossas bobinas em uso) que se expressa pela relação  $\mu_r = \mu_M/\mu_0$ , onde  $\mu_M$  é a permeabilidade de um material “M” qualquer, e  $\mu_0$  é a do vácuo.

Essa forma de apresentar a permeabilidade é praticada bem dentro desta terceira década do vigésimo primeiro século da era comum, sendo o que se encontra em catálogos de fabricantes mesmo os mais recentes.

Com isso, a Equação 2 pode ser usada para cálculo de bobinas com material diferente de ar bastando multiplicar pela permeabilidade relativa  $L = \mu_r 0,002N^2h \ln(r_2/r_1)$  (e, por conseguinte, o  $A_L$  de cada núcleo também o é).

Diferentemente do ar, ferritas podem saturar, por isso a informação a respeito da indução permissível para uso dos núcleos, é relevante na determinação da permeabilidade.

Ademais, como todo o radioamador que tentou fazer um VFO usando toroides sabe, a permeabilidade varia com a temperatura, mas para fins de medida ela é dada numa de teste, geralmente “ambiente” na faixa 20 °C a 25 °C.

Como a tolerância de fabricação da permeabilidade nominal está na faixa de dezenas por cento, essa dependência para nosso escopo aqui não será relevante, a menos que o colega vá fazer a medida num inverno glacial ou num calor de “rachar mamona”!!

**Permeabilidade Inicial** Devido a permeabilidade ser influenciada por várias condições, os fabricantes informam condições de teste (tipicamente estabelecidas em normas e declaradas nos catálogos dessas empresas) para publicação da permeabilidade relativa e a denominam *permeabilidade inicial*, denotada por  $\mu_i$  na maioria da literatura dos fabricantes.

**Permeabilidade Complexa** Por completude deste texto, vamos apenas apresentar esse conceito, visto que aparece nos manuais e gráficos de alguns fabricantes, o da *permeabilidade complexa*. Devido às propriedades da ferrita não serem ideais, além do aumento da permeabilidade em relação ao vácuo, ocorre também um “roubo” de energia que se dissipa sob forma de calor quando a ferrita é excitada por corrente alternada<sup>iv</sup>. São as assim denominadas **perdas**, cuja a física dos mecanismos delas está fora do escopo deste texto, mas para fins de especificação a totalidade das perdas é indicada pelo uso dum fator adicional na permeabilidade e é expressa pela fórmula  $\mu = \mu' - j\mu''$ , onde  $j = \sqrt{-1}$ , sendo essa “soma” geralmente usada para a modelagem do indutor como um circuito RL série e uma similar existe para modelagem em paralelo.

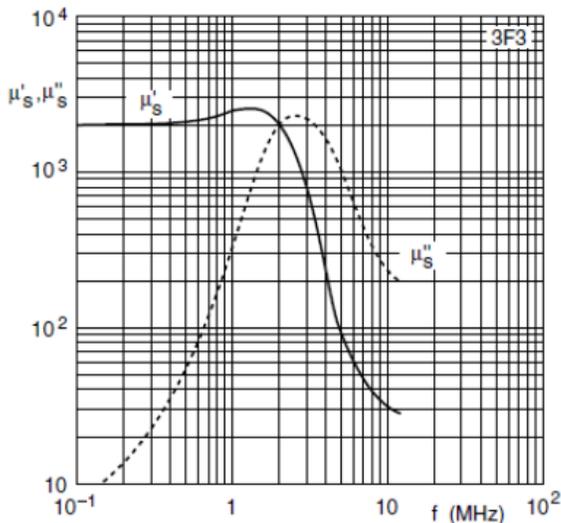
Via de regra um índice (*subscrito*) é empregado para distinguir se o contexto não puder eliminar ambiguidades.

**Dependência da Frequência** A permeabilidade das ferritas é dependente da frequência de operação, e uma forma de mostrá-la é por meio do gráfico que exemplificamos, trazendo o do material Ferroxcube 3F3, similar ao Micrometals (Amidon) 72, na Figura 1.

A permeabilidade inicial desse material é 2000, e pode-se ver que para frequências até 2 MHz ela fica substancialmente dentro desse valor, contudo a partir dessa frequência a permeabilidade “real”  $\mu'$ , isto é, a que produz o incremento de indutância em relação ao ar, diminui, enquanto a permeabilidade “imaginária”  $\mu''$  (aquela que modela as perdas por dissipação de energia) vem num crescendo desde 100 kHz chegando ao valor máximo ao redor de 2,5 MHz a partir de onde as perdas voltam a cair.

---

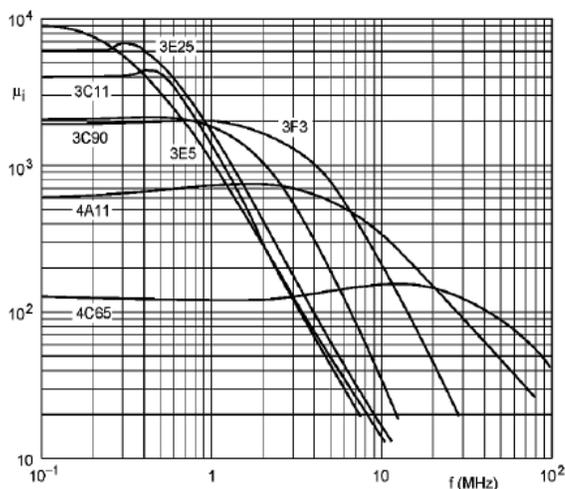
<sup>iv</sup> *Esse efeito é menos pronunciado nos núcleos de carbonil de ferro, sendo raro haver especificações para estes.*



**Figura 1:** Dependência da permeabilidade da ferrita em função da frequência. A ordenada mostra as permeabilidades série com a real e imaginária (linha tracejada) para as outras condições de teste padronizadas. Note-se que ela é nominal e é afetada da tolerância de fabricação, para este fabricante  $\pm 20\%$ .

O fato de as perdas aumentarem com a frequência faz com que o Q da bobina construída com esse núcleo caia, mesmo na faixa em que a permeabilidade real ainda se mantenha, e a indutância seja menor em frequências mais altas do que a da inicial em baixa frequência. Na maioria das aplicações onde se deseja obter o valor da reatância da bobina construída a recomendação é que se corrija a impedância esperada  $Z = j2\pi fL$ , com a fórmula para cálculo de indutância apropriada da Seção, com o fator  $(\mu' - j\mu''/\mu_i)$ .

Ao efetuar as contas, o resultado será uma impedância complexa na forma  $Z = R_s + jX_L$ .



Nunca é demais lembrar que essa impedância ainda não será aquela eventualmente medida num instrumento à frequência de teste devido ao fenômeno da mudança da indutância devido à capacitância parasita da bobina.

Outro aspecto a ser observado é que a dependência da permeabilidade em relação à frequência varia para diferentes materiais, como se pode ver alguns exemplos na Figura 2, para materiais documentados pela Ferroxcube.

**Figura 2:** Permeabilidades iniciais nominais em função da frequência para vários materiais.

## Medida de Indutância

O assunto de medida de indutância é extenso e neste texto não se tem a pretensão de esgotá-lo, mas sim discutir a medida de indutância nas condições típicas de um *shack* radioamadorístico, sendo que aos colegas que dispõem, seja por propriedade ou acesso via QRL a instrumentação mais sofisticada, seguramente dominam os conhecimentos e as características desses equipamentos mais elaborados e acurados, prescindindo destas informações.

Uma frase interessante dos manuais da antiga HP, depois Agilent, atual Keysight[1], é a seguinte:

**“Não existe R, C ou L puro.”**

No campo de Metrologia em Eletricidade a gente costuma chamar as características não ideais dos componentes de “parasitas”.

Dependendo do método de medida que o instrumento usar, a percepção dessas parasitas é mais ou menos relevada.

Dos disponíveis comercialmente no “nível de entrada” desse tipo de instrumentação os princípios mais comumente empregados são o da ponte com “balanço automático” ou, o assim denominado, método da corrente e tensão (às vezes abreviado I-V).

Os medidores que apresentam apenas a indutância (como até alguns multímetros digitais que têm escalas para essa medida) conseguem apenas medir a, assim chamada, “indutância aparente”, por ser afetada pelo Q e pela capacitância parasita da bobina sob medida.

Os mais completos, mesmo os “de mão” (*handheld*), podem medir a ESR (resistência equivalente série) e medidas derivadas dessa separação entre a parte reativa e resistiva, como Q, ou fator de dissipação “D”,  $\tan \delta$ , etc.

Dependendo da tecnologia, esses instrumentos podem fazer as medidas em frequências desde 1 kHz até 5 MHz, alguns com “provisão” para emprego de fontes de excitação externas em adição àquela já incluída no aparelho (tipicamente pontes RLC).

Por isso, o experimentador deve ter em mente a frequência de teste do aparelho que é empregada para determinação da indutância.

## Determinação do Tipo de Núcleo Toroidal

Com as ideias desenvolvidas nas seções anteriores vamos comentar aspectos da determinação do “tipo” de núcleo toroidal.

Aqui temos que examinar duas possibilidades que podemos nos deparar: a “conferência” de que um determinado núcleo seja duma certa especificação, ou uma determinação mais no “escuro”, mais iterativa.

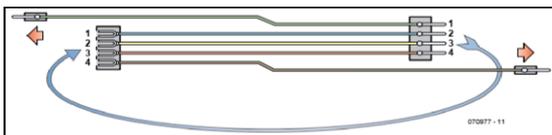
Para o primeiro caso, tipicamente a verificação se aqueles toroides vindos da China são autênticos, por exemplo, uma medida de indutância e a verificação desse valor contra o cálculo, usando os dados do [suposto] fabricante, podem rapidamente ajudar a descartar gatos oferecidos como lebres. Lembrando pelo que se discorreu acima, que o fato de o AL “bater” não seria “suficiente” para sancionar 100 % a procedência do toroide.

Haverá o colega de confrontar indícios adicionais, como o acabamento do toroide, a cor (e especialmente a tonalidade delas) caso o dito cujo seja fornecido como da Micrometals (distr. p/Amidon nos EUA)<sup>v</sup>, etc.

Vale a pena ressaltar que, no caso duma avaliação mais “aberta”, isto é, sem ter certeza de qual material o toroide é feito, ele pode ser de outros materiais que ferrita, mas é ela a que requer mais atenção.

Outrossim, no Brasil os núcleos de carbonil são mais raros de se encontrarem do que os de ferrita, especialmente em lojas ou ofertas online<sup>vi</sup>. Por esta razão, mesmo que um tenha cores que se assemelhem aos desejadíssimos da Micrometals, uma redobrada verificação faz-se mister para a gente não ter dissabores em montagens que depois nos frustram no desempenho real.

Com essas ideias em mente, e levando em conta o que se discorreu nas seções acima, a abordagem para um núcleo desconhecido, então, seria determinar a indutância de uma bobina construída para esse fim no núcleo sob ensaio, que pode ir desde a ideia do Miguel, PY2OHH (<https://www.qsl.net/py2ohh/med/altoroide/altoroide.html>, consultado em 27 de fevereiro de 2023) que propõe o emprego de **uma** espira usando o medidor do mutirão do Grupo QRP-BR, ou uma abordagem mais “sostifikada”, proposta pelo colega holandês Walter, PE1ABR, que criou um objeto para facilitar o uso de uma bobina de dez espiras “desmontável”, uma vez que costurar as espiras no toroide toma tempo, (número para qual ele faz a consideração de que assim obter-se-ia a indutância como 1/10 do valor do AL) no nº 03/2008 da revista multinacional Elektor, na seção Mailbox, ou seja, a nossa boa e velha conhecida “cartas”.



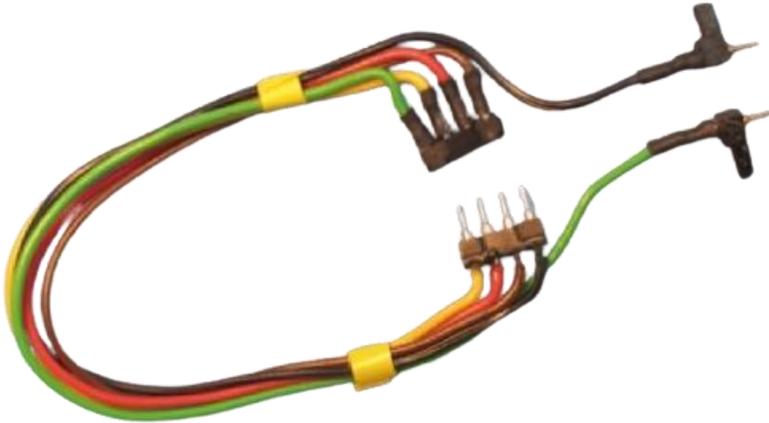
Ele propõe a elaboração de um chicote com conectores para abrir as espiras e reusar a jiga de teste como se pode ver na Figura 3.

**Figura 3: Acessório para medir indutância de núcleo toroidal.**

<sup>v</sup> Um kit de acoplador QRP de procedência chinesa trás um toroide tipo -2, cuja cor deveria ser vermelha, mas a tonalidade é mais “viva” que a cor original da Amidon, indicando, sem necessidade de muito ensaio que trata-se duma contrafação.

<sup>vi</sup> A empresa gaucha Magmattec oferece núcleos toroidais com material de pó de ferro similar ao -2 da Amidon, e denominam o seu material de “002”

Na Figura 4 pode-se ver um produzido pelo colega holandês e, na Figura 5, o seu emprego.



**Figura 4: Fotografia da jiga para medir indutância de núcleo toroidal.**

Seja usando quantas espiras se deseje, o fato é que, após a medida, deve-se calcular qual seria a permeabilidade do material, e daí partir para a caça dos “candidatos de plantão”.



**Figura 5: Exemplo da aplicação do acessório numa medida usando um LC meter de projeto da revista Elektor.**

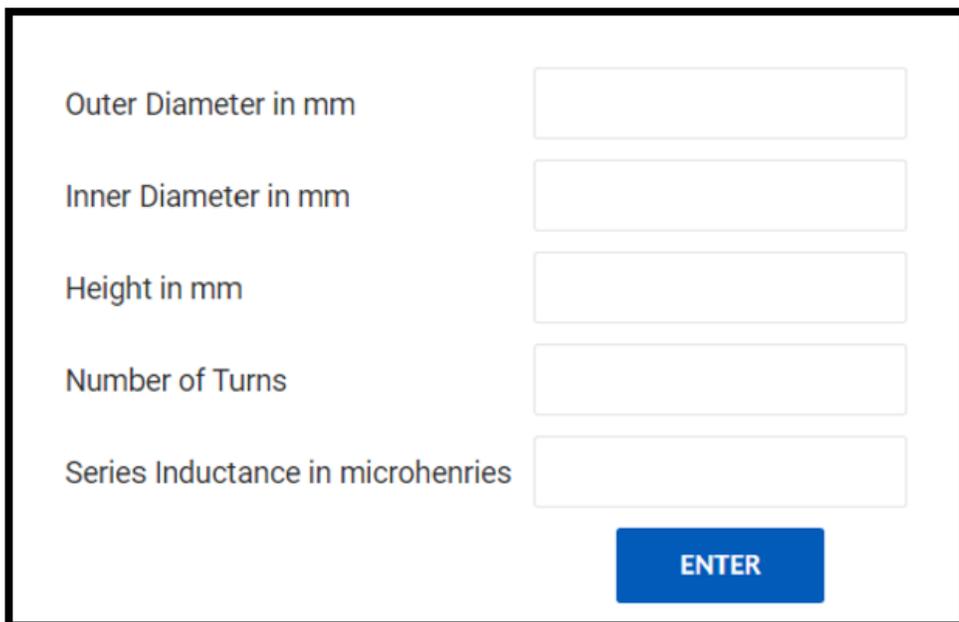
Para facilitar os cálculos, pode-se reescrever a equação para obter-se o valor da permeabilidade relativa  $\mu_r$  do material, usando-se o valor da indutância em  $\mu\text{H}$  e as dimensões do núcleo em mm a

(Equação 3):

$$\mu_r = \frac{5000L}{hN^2 \ln \frac{b}{a}} \quad (3)$$

Uma característica desta equação nos permite fazer uma “malandragem” no cálculo, uma vez que a medida dos diâmetros (e os catálogos dos fabricantes, via de regra, consignam essas medidas) dos núcleos é mais simples do que as dos raios: dado que o logaritmo natural está calculando a relação entre os raios, o valor será o mesmo para os *diâmetros*, e além disso pode ser, “até” em unidades diferentes (desde que a duas sejam na mesma unidade) da altura  $h$ !!

Para quem tem acesso fácil à Internet a partir da bancada, uma outra pedida interessante pode ser empregar uma calculadora *online* do fabricante Fair Rite: [Toroid Permeability Calculator](#), acessado em 27 de fevereiro de 2023, cuja carinha pode ser vista na Figura 6, e é claro serve para qualquer fabricante!



The image shows a web-based calculator interface for toroid permeability. It consists of five vertically stacked input fields, each with a label to its left. The labels are: 'Outer Diameter in mm', 'Inner Diameter in mm', 'Height in mm', 'Number of Turns', and 'Series Inductance in microhenries'. Below these fields is a prominent blue button with the word 'ENTER' in white capital letters. The entire interface is enclosed in a black rectangular border.

**Figura 6: Toroid Permeability Calculator do site da Fair Rite.**

Como já se discutiu, a permeabilidade é um bom indicador, e a única coisa que consegue extrair com a medida de indutância, mas misturas de ferritas diferentes podem ter o mesmo valor, de maneira que uma judiciosa análise adicional será sempre necessária para assegurar de que material se trata.



## Ambiguidade da medida de permeabilidade

Só para ilustrar o “drama”: considerando-se apenas a Figura 2, qual material poderia ser o núcleo se a permeabilidade calculada fosse de 2020??

Acresça-se a essa ambiguidade o fato de as permeabilidades terem tolerâncias de  $\pm 5\%$  a  $\pm 25\%$ , o que “sobrepõe” ainda mais as possibilidades do material em potencial. O site do fabricante Fair Rite (<https://www.fair-rite.com/determining-the-material-of-a-ferrite-core/>, acessado em 27 de fevereiro de 2023) na sua Conclusão tem o seguinte trecho que resume bem o estado das coisas, sendo que a proposta deles na continuação seria enviar uma amostra para eles testarem...

*A permeabilidade inicial e a estimativa aproximada da permeabilidade dará uma boa estimação do material de que um núcleo de ferrite é feito. Ocasionalmente, mais de um material atenderá às características medidas. Para se distinguir entre eles, características secundárias como perdas de potência, densidade de fluxo de saturação, temperatura de Curie, e muitas outras têm que ser examinadas para diferenciar. Essas características geralmente requerem equipamento e procedimentos de teste mais especializados para efetuar essas medidas.*

No caso de ferritas cujo emprego em vista seja em frequências de RF, especialmente HF em diante, vale a pena ter certeza que a permeabilidade na frequência de trabalho será adequada, e o mais importante lembrar que a indutância medida em baixa frequência pode “inflar” o valor e o colega por excesso de zelo pode tentar “corrigir” retirando espiras e depois achando que o toroide “não presta”...

Em ambientes com acesso a mais instrumentação outros ensaios podem ser realizados para discriminar melhor o material, mas para o laboratório do radioamador “típico” essas medidas podem ser inatingíveis. Lamentavelmente para as ferritas outras características físicas de fácil exame, como por exemplo a densidade do material não nos ajuda pois todas as misturas que interessam ao rádio têm valores muito próximos, as tentativas de ver se o núcleo tem resistência baixa ou não tampouco são conclusivas, por isso o melhor a fazer é buscar as características terciárias como acabamento, o máximo de informação sobre procedência etc.

## Referências

- [1] Keysight. **Impedance Measurement Handbook. A Guide to Measurement Technology and Techniques**, 6th edition, 2020.
- [2] H. W. Silver, editor. **The ARRL Handbook**. American Radio Relay League, Inc., 2014.
- [3] Frederick Emmons Terman. **Radio Engineers' Handbook**. McGraw-Hill Book Company, Inc., New York and London, first edition, 1943.

## Dicas e Diagramas

Técnicas de bancada, apontamentos de oficina, características e curiosidades sobre componentes antigos, dicas e circuitos sobre recuperações e restaurações de rádios dos velhos tempos

Por Dante Efrom\*



## Rádios valvulados antigos captavam melhor as ondas curtas?



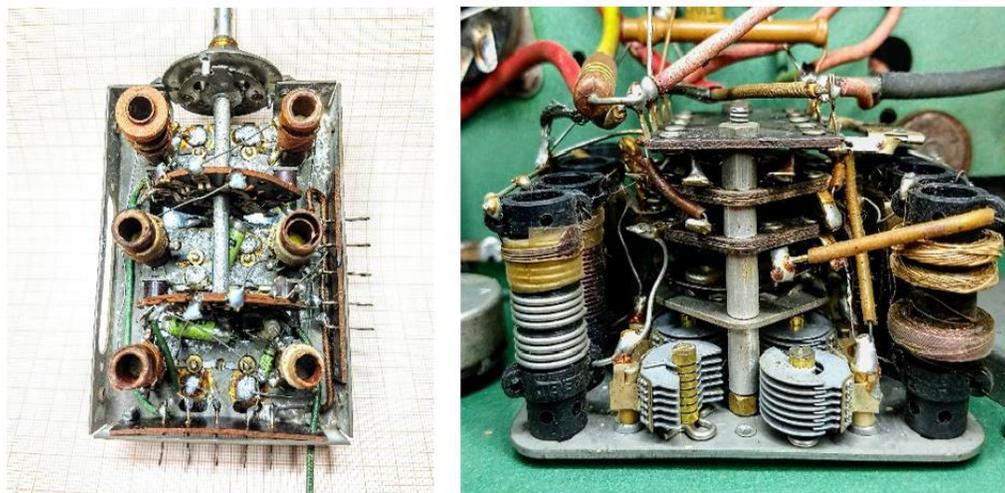
**Mostrador do National NC-183D, do início da década de 50: o receptor era capaz de oferecer excelente sensibilidade para a recepção de sinais débeis. Tinha circuito valvulado de dupla conversão, dois estágios amplificadores de RF, três estágios amplificadores de FI e cobertura de frequências de 540 kHz a 31 MHz, além de VHF de 47 a 55 MHz. Fotografia: cortesia de Pedro Freitas, PU3WWV.**

Por que certos radiorreceptores antigos, valvulados, pareciam mais sensíveis que os de hoje em dia? Depende do modelo. Nem tudo o que é moderno é melhor. Nem tudo o que é antigo era ruim, ao contrário.

Certos receptores valvulados, como alguns fabricados pelas marcas National, Hallicrafters, Collins e Hammarlund, por exemplo, tinham desempenho excepcional para a época, com excelente sensibilidade, chegando em torno de 1  $\mu$ V em ondas curtas, equivalente a - 107 dBm @ 50 $\Omega$  pelas especificações atuais.

**\*Dante Efrom, PY3ET – Antennófilo desde 1954.**

E há receptores digitais modernos, tidos como “especiais para DXs em ondas curtas”, com desempenho sofrível, em comparação com muitos receptores antigos.



**Figura 1.** Monoblocos de RF (conjuntos de bobinas) da Douglas, desenvolvidos para a montagem de receptores valvulados. Para melhor desempenho, eram adotadas técnicas construtivas e componentes especiais, como indutores de alto “Q” com núcleos ferromagnéticos, chaves de ondas de baixas perdas com seção curto-circuitante para as bobinas não utilizadas, fios Litz, boas ligações à massa, fios rígidos e capacitores de ajuste banhados em prata, ligações curtas e diretas, para baixas capacitâncias distribuídas etc. Os monoblocos tinham a vantagem de já vir ajustados de fábrica.

Mesmo receptores valvulados de construção caseira eram capazes de apresentar sensibilidade de  $\pm 2 \mu\text{V}$  (- 101 dBm) ou até menos em ondas curtas, desde que montados e ajustados com esmero, graças a bons conjuntos de válvulas e bobinas.

Receptores projetados pela Ibrape para montadores artesanais, usando transformadores de FI Philips de elevado “Q” e bobinas Comar, apresentavam excelente rendimento e sensibilidade de 2 a 3  $\mu\text{V}$  em ondas curtas, em circuitos com apenas cinco válvulas.

Receptores digitais atuais como o XHData D-808, tido como de grande sensibilidade e muito popular atualmente entre os dexistas, não conseguem proporcionar o mesmo desempenho: apenas 10  $\mu\text{V}$  em ondas curtas (- 87 dBm). Somente modelos profissionais modernos, de altíssimo preço, conseguem sobrepujar o desempenho de alguns receptores valvulados antigos.

**Antigos X modernos.** O que levava certos modelos valvulados a apresentarem recepção melhor do que muitos receptores digitais modernos? Nem todos, mas havia receptores super-heteródinos antigos que tinham desempenho excepcional em razão de bons projetos, bons circuitos, boas técnicas construtivas, além de componentes cuidadosamente escolhidos e testados.



**Figura 2.** Em certos equipamentos de radiocomunicações profissionais e militares, as válvulas eram meticulosamente avaliadas e selecionadas, uma a uma. Foto: testes na Raytheon, que se especializou no fornecimento de equipamentos para aplicações aviônicas.

O que é a **sensibilidade** de um receptor para ondas curtas e como era medida essa especificação? A sensibilidade de um receptor refere-se à capacidade do aparelho de captar sinais débeis, detectá-los e traduzi-los em áudio útil e inteligível. Tipicamente é a intensidade mínima do sinal de RF na entrada para produzir uma saída de áudio de determinado nível e qualidade (relação sinal/ruído).

A sensibilidade antigamente era expressa em **microvolts ( $\mu\text{V}$ )**, que corresponde à tensão mínima do sinal de RF na entrada que o receptor podia detectar. Na atualidade, usa-se a unidade **dBm** para definir a sensibilidade, que é uma medida logarítmica da potência do sinal em relação a 1 miliwatt.

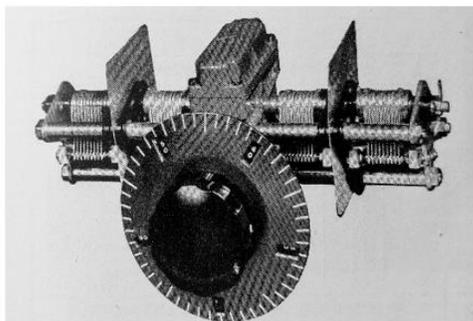
A sensibilidade de  $1 \mu\text{V}$ , por exemplo, se refere ao nível mínimo de tensão do sinal de RF, necessária na entrada de antena do receptor, para produzir um sinal de áudio com uma relação sinal-ruído (S/N) aceitável. Normalmente usava-se um critério de 6 ou 10 dB de S/N, dependendo do fabricante, ou seja, o sinal detectado tem que ser 6 ou 10 dB mais forte que o ruído de fundo.

No sistema atual da sensibilidade, em dBm, a medição corresponde à potência de 1 miliwatt (1 mW) @ 50  $\Omega$ . Um sinal de  $1 \mu\text{V}$  em um sistema de impedância de 50 ohms, equivale aproximadamente a -107 dBm.

Basicamente o processo de medição adotado antigamente para a medição da sensibilidade é similar ao de hoje. A diferença maior é que antigamente a medição era feita toda com equipamentos analógicos. A medição da sensibilidade envolvia um gerador do sinal de teste de RF, medidor de nível de áudio e osciloscópio. O sinal de teste era modulado em amplitude, geralmente com uma frequência de áudio de 1 kHz. O receptor era ajustado na frequência de RF gerada: se o gerador era ajustado em 6 MHz, o receptor devia ser sintonizado para essa frequência de ondas curtas.

A sensibilidade era medida verificando-se a saída de áudio do receptor, através do medidor de nível de áudio e/ou através da análise no osciloscópio. O sinal de entrada era ajustado até que na saída atingisse um nível de 50 mW, por exemplo, com uma relação sinal/ruído de 10 dB.

Quais eram os receptores valvulados antigos mais sensíveis? Receptores fabricados pela Hallicrafters Collins, Hammarlund, National eram conhecidos por sua sensibilidade excepcional para a época. Alguns modelos dessas marcas, com sensibilidade na faixa de 1 a 2 microvolts, eram altamente valorizados por radioamadores e dexistas. Eram equipamentos de bom desempenho para a captação de sinais fracos, até mesmo em condições difíceis de propagação, sendo por isso largamente adotados também em aplicações militares, governamentais e profissionais.



**Figura 3.** As elevadas sensibilidades ( $\leq 1\mu\text{V}$ , S/N 6 dB, em AM nas faixas de ondas curtas) e seletividades, com excelente rendimento na captação de sinais fracos, além de recursos como capacitores variáveis de precisão, com rolamentos de esferas e mecanismo micrométrico de sintonia (à direita), fizeram os receptores HRO da National ser copiados pelos alemães (Siemens) e pelos japoneses durante a Segunda Guerra. Na foto da esquerda um engenheiro da National compara o desempenho de uma cópia alemã com o receptor original HRO da National. **Fotos: reproduções National/Radio Boulevard/Henry Rogers / [https://www.radioblvd.com/national\\_hro\\_part1.htm](https://www.radioblvd.com/national_hro_part1.htm).**

**O assímetro dos receptores.** A escala “S” era e é usada ainda hoje nos rádios de comunicações para indicar a intensidade do sinal recebido. Nas unidades “S” dos assímetros dos receptores, de S1 a S9 cada unidade “S” representa aproximadamente um aumento de **6 dB** na intensidade do sinal. O nível **S9** corresponde a um sinal na entrada do receptor (impedância de 50 ohms) de **50  $\mu\text{V}$** . Após o valor de S9 os incrementos são em 10 dB: S9 + 10 dB, S9 + 20 dB, S9 + 30 dB etc.



**Figura 4.** “Quem não tem cão, caça com gato”, reza a expressão popular. Não possuindo receptores comerciais de elevado desempenho, antigamente muitos montadores buscavam construir seus próprios receptores valvulados, sensíveis, utilizando kits de bobinas nacionais como Douglas, Tiple, Comar ou Unda, por exemplo, em conjunto com transformadores de FI de alto rendimento. Com antenas externas apropriadas e montagens caprichadas, tais equipamentos eram capazes de proporcionar bom funcionamento na recepção, com ótimas “figurinhas” de DX, sintonia de sinais de estações distantes. Na foto, alguns cartões-QSL de estações que tinham serviços internacionais em ondas curtas. A revista ANTENNA publicou, já no final da década de 40, projetos de receptores valvulados capazes de proporcionar grande sensibilidade (abaixo até de  $2\mu\text{V}$ ) para a captação de sinais débeis.

Além da construção própria de receptores sensíveis, os reparadores mais adiantados promoviam modificações e aperfeiçoamentos em modelos comerciais, para incrementar o desempenho do equipamento ou para introduzir recursos não existentes. Na **foto**grafia 5 vemos um Hallicrafters S-40B, magnificamente recuperado pelo colega Florentino De Pasquale, de Caracas, Venezuela. O colega De Pasquale é o nosso destaque da seção “Conhecendo os Colegas”, desta edição de ANTENNA.



**Figura 5.** O Hallicrafters S-40B (1946-1954): um clássico “leve”, mas grande no desempenho, entre as linhagens dos **boat-anchors** valvulados. O dial maior é o de sintonia principal, o dial menor é do “band spread” (faixa ampliada). O exemplar da foto foi recuperado e melhorado, inclusive na sensibilidade, pelo colega Florentino De Pasquale, que aparece nesta edição de “Conhecendo os Colegas”. O S-40B em sua versão original não possuía essímetro, o que fazia falta na operação do aparelho. No receptor da foto, entre outros aperfeiçoamentos, foi introduzido um essímetro “discreto”, tipo bargraph, visualizado na iluminação de fundo no dial principal.

**Boas práticas construtivas.** Além de bom projeto e componentes de qualidade, para receptores super-heteródinos valvulados de elevado desempenho, boas técnicas construtivas são indispensáveis, principalmente nos estágios de RF e FI.

As ligações devem ser curtas e diretas. Os estágios de RF devem estar blindados para minimizar a captação de interferências ou sinais indesejados. O sistema de massa ou “aterramento” do circuito deve ser bem planejado, para evitar elos de terra e/ou introdução de ruídos.

As impedâncias de entrada e saída dos circuitos sintonizados devem estar corretamente casadas. Bobinas de antena e osciladora podem parecer semelhantes, entre marcas diferentes, mas não são iguais. Foram projetadas para proporcionar a ressonância correta para a cobertura das frequências marcadas no mostrador, para a máxima transferência de energia, para determinados tipos de válvulas, e para determinadas impedâncias do circuito e capacitâncias em série/paralelo.

Transformadores de FI de elevado desempenho foram produzidos para capacitâncias distribuídas, máximas e mínimas, do circuito. Fazer “volutinhas” ou o “esquadrimento” da fiação em etapas de FI pode alterar a capacitância parasita prevista, afetando o rendimento da etapa.

O uso de fio nu, rígido, prática comum em conexões de chaves de ondas e nos indutores dos circuitos de RF, buscava minimizar as capacitâncias parasitas que podiam causar atenuação do sinal e afetar o desempenho do estágio. A adoção de prateamento nos fios ajudava a diminuir a resistência de contato, prevenir contra a oxidação e aproveitar melhor o efeito pelicular: a corrente de RF tende a fluir mais pela superfície do condutor, especialmente nas frequências altas (*ver figura 1*).

Um outro recurso adotado nos receptores de ondas curtas era o de comutar para massa (“terra”), os indutores do circuito que não estivessem em operação. Aterrar as bobinas que não estão sendo utilizadas busca evitar a absorção/perda de energia nos circuitos ressonantes que possam afetar o desempenho do receptor. Geralmente o aterramento das bobinas não utilizadas era feito através de uma seção da chave de comutação de faixas.

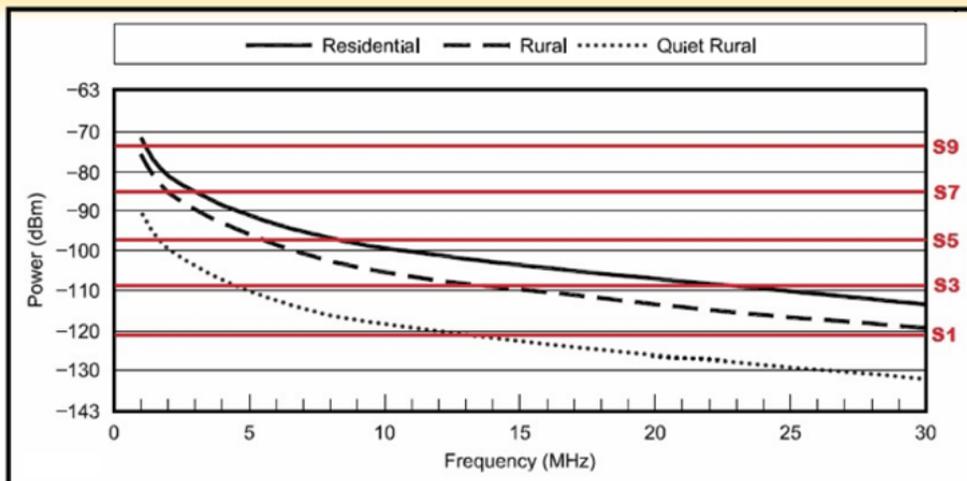
Indutores próximos podem interagir nos circuitos sintonizados por acoplamento capacitivo ou indutivo, atuando como “cargas” parasitas. Os veteranos reparadores conheciam bem esse fenômeno: diziam que determinadas bobinas, se dispostas muito próximas, “matavam” ou atuavam como “poço” para o sinal.

Outros recursos utilizados nos receptores valvulados antigos de elevada sensibilidade eram: etapas de FI de maior amplificação; etapas amplificadoras de RF e filtros na entrada; válvulas de RF e FI de baixo ruído e com alto fator de amplificação (6K7, 6SK7 e outras pênodos); transformadores de FI de alta qualidade; capacitores variáveis de precisão, com mecanismos redutores tipo “vernier”; faixas ampliadas; oscilador local de boa estabilidade; estágio detector projetado para extrair o máximo de sinal com o mínimo de distorção e perda etc.

**Fujamos para o campo. Ou para as montanhas.** Como sabem os dexistas, antena externa eficiente é fundamental para uma boa recepção em ondas curtas. Como já comentado na edição de novembro de 2022 de ANTENNA, (<https://revistaantenna.com.br/novembro-2022/>), p. 26, receptores valvulados foram *projetados e calibrados* para uso com antenas externas. Uma boa antena era importante para que os sinais débeis de ondas curtas fossem perceptíveis acima do patamar de ruído. Em bons receptores o sinal deve ficar pelo menos de 3 dB a 10 dB acima do nível de ruído.

## Ambient Noise Floor Levels on HF Bands (1.8-30 MHz)

Display in S-Units and RF Power (dBm) @ various noise density locations



**Figura 6.** O patamar de ruído em HF varia conforme a frequência, propagação e com a localização. Nos ambientes urbanos (linha cheia), maior é a poluição radioelétrica interferente, principalmente nas frequências abaixo de 5 MHz. — Gráfico: Basu Bhattacharya, VU2NSB / “S-meter Noise Floor in HF Radio Receivers” / <https://vu2nsb.com/s-meter-noise-floor-hf-receivers/>.

Indispensável em ondas curtas para melhorar o desempenho na captação de sinais débeis, uma antena adequada serve também para melhorar a relação entre o sinal e o ruído. Se a instalação de uma boa antena externa não é possível, por problema de espaço, alguns dexistas trabalham com antenas direcionais, tipo “loop” (antena de quadro).

Antenas tipo *loop* podem proporcionar ótimos resultados na “pescaria” de sinais de estações distantes, É o caso do colega Pedro Freitas, PU3WWV (<https://www.facebook.com/pedro.c.freitas.3>), dedicado restaurador e colecionador de equipamentos antigos de radiocomunicações. O colega Pedro é dexista e ostenta “*broadcasting*” até nas letras do indicativo de chamada de radioamador: WWV é a famosa estação que transmite sinais exatamente em 2,5, 5, 10, 15 e 20 MHz, que servem de padrão de frequência e padrão horário de precisão, desde 1945. Com uma antena *loop*, Pedro tem conseguido DXs de estações do exterior até em ondas médias, por exemplo. A faixa de ondas médias na atualidade é um segmento completamente soterrado pela poluição radioelétrica.

Certo é que o espectro eletromagnético era menos congestionado e menos ruidoso no passado, com menos fontes de ruído. Com isso, a captação de sinais fracos era facilitada. Estima-se que o piso típico de ruído nas faixas de 3-30 MHz, há 50 anos, nas áreas rurais, estivesse em torno de  $-120$  dBm ou aproximadamente 0 a 20 dB $\mu$ V/m (decibéis microvolt por metro). A maior parte do ruído era de fontes naturais, atmosféricas e cósmicas.



**Figura 7.** Com o aumento dos níveis de poluição radioelétrica nas faixas, pode não estar longe o dia em que precisaremos fugir para as montanhas, tomar o rumo de desertos ou outros pontos remotos, para que se possa sintonizar estações de sinais débeis, sem interferências. – **Ilustrações: IA, por Microsoft Bing Image Creator.**

Na atualidade, com a proliferação de dispositivos eletrônicos digitais, fontes chaveadas (SMPS), luminárias de LEDs, controladores de potência, equipamentos industriais, redes sem fio etc., o patamar de ruído em HF pode facilmente ultrapassar – 100 dBm ou 30 a 40  $\mu\text{V}/\text{m}$ , dependendo do ambiente.

A unidade de medida  **$\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$**  é usada para quantificar a intensidade de um campo elétrico, expressa em decibéis, com referência a microvolts por metro. Essa medida é utilizada em radiocomunicações e engenharia de rádio para representar a intensidade de um sinal captado em uma determinada localização. Um campo de 1  $\mu\text{V}/\text{m}$  significa que 1 microvolt de tensão é induzido em uma antena calibrada.

Uma fonte de computador, dependendo da sua construção, pode gerar um nível de ruído de 30 a 70  $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ . Assim, em prédios de apartamentos os vizinhos irão interferir-se mutuamente: um prejudicará a recepção do outro. Haverá poluição eletromagnética gerada no próprio apartamento e a captada da moradia contígua. Alguns roteadores apresentam níveis típicos de interferência em torno de 40 a 60  $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ .

A medida  $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$  é também empregada na verificação de conformidades de emissões eletromagnéticas, para garantir que dispositivos eletrônicos não emitam sinais acima de certos limites, minimizando interferências prejudiciais. É usada, igualmente, para garantir que o ruído gerado por diferentes dispositivos esteja “conforme”, não afetando as comunicações.

Ajuda, mas não resolve o problema das interferências. A solução indicada é uma via de mão dupla: não basta apenas melhorar a sensibilidade e a imunidade dos receptores frente às interferências prejudiciais. É preciso restringir cada vez mais as emissões prejudiciais (IRF/EMI) diretamente nas fontes poluidoras.

Uma fonte poluidora que gera uma interferência de 40 dB $\mu$ V/m causará uma leitura de sinal aproximadamente de S9 no receptor do vizinho. Um sinal com nível de interferência de 70 dB $\mu$ V/m, gerado por fonte chaveada ou controlador de potência, apresentará uma leitura de S9 + 36 dB num receptor próximo. Isso significa que a interferência poderá bloquear até a recepção de estações fortes.

O gráfico da **figura 6**, publicado pelo colega Basu Bhattacharia (VU2NSB), mostra que em áreas urbanas, dependendo da frequência de operação e da localização, o patamar de ruído gerado pela poluição radioelétrica chegou ao ponto de tornar inviável a recepção de sinais fracos.

As faixas de ondas médias e as de 160 metros e 80 metros, são as maiores prejudicadas com as fontes de poluição radioelétrica. Mas o nível de ruído piorou, igualmente, em outras bandas, nas últimas décadas, em razão da proliferação de dispositivos eletrônicos interferentes. Em áreas urbanas densas, onde dispositivos eletrônicos com fontes chaveadas estão amplamente distribuídos, o piso de ruído já se tornou tão elevado, em alguns pontos, que a recepção de sinais fracos se tornou impossível.

Um estudo da UIT, União Internacional de Telecomunicações, revelou que as áreas urbanas e suburbanas são atualmente as grandes geradoras de poluição radioelétrica. Em média, nas grandes cidades o nível médio de poluição radioelétrica já é de 50 dB $\mu$ V/m. Nas áreas rurais — no passado quase nada afetadas por ruídos artificiais — o nível médio de ruído já chega a 20 dB $\mu$ V/m ou mais dependendo da região.

O estudo da UIT confirma o que os dexistas já sabiam: na atualidade, além de radioreceptores sensíveis e boas antenas, somente é possível uma recepção com baixo nível de ruído nas áreas rurais. No Rio Grande do Sul, encontrei locais de nível de ruído zero na região montanhosa de São José dos Ausentes e na região da campanha.



**Figura 8.** Não adianta observar somente a sensibilidade do rádio: o ambiente da recepção também é fundamental. Recepção com patamar zero de interferências, ou próximo de zero, geralmente é possível, nos tempos atuais, apenas em locais remotos. O receptor preferivelmente deve ser operado com baterias e estar conectado a um bom sistema de antena. Foto: Aparados da Serra, RS, a aproximadamente 1.500 m de altitude, entre São José dos Ausentes e Bom Jesus. Na região, com antena tipo Beverage, orientada para o norte, frequentemente era possível captar estações de ondas médias dos Estados Unidos, por exemplo, embora com QSB, durante a madrugada, aqui no Brasil.

Além das fontes de celulares e laptops, por exemplo, algumas fontes de ruído são pouco lembradas: luminárias das vias públicas, semáforos e outros dispositivos com LEDs, fornos de micro-ondas, chuveiros, veículos elétricos, inversores de painéis solares, aparelhos de solda elétrica, estações de recarga de baterias de veículos elétricos, equipamentos hospitalares de diatermia, linhas de energia, motores, televisores, monitores, impressoras etc.

Uma das piores fontes de ruído radioelétrico, o sistema PLC, Power Line Communication, ou BPL, Broadband over Power Line, de redes de comunicação de banda larga utilizando a linha elétrica, ao que consta está sendo abandonado. Felizmente. Funcionava na rede elétrica pública, tanto de baixa tensão, BT, como de AT, alta tensão, em alguns locais do Brasil, para a transmissão de dados, voz e imagem. Aparentemente o sistema foi desativado depois que os testes constataram problemas de perda de sinal nas conexões e nos medidores elétricos.

No sistema PLC ou BPL, qualquer ponto se convertia em fonte de interferência. Até os próprios cabos da rede elétrica se transformavam em antenas, gerando ruído eletromagnético que podia chegar, em alguns pontos, a 90 dB $\mu$ V/m, afetando severamente a recepção de sinais nas bandas de HF. Em 14 MHz, um sinal interferente de 90 dB $\mu$ V, pode corresponder a mais de S9 na leitura do essímetro de um receptor.

**Poluição radioelétrica: um flagelo para a recepção.** O nível de ruído, gerado por fontes artificiais, está cada vez mais presente nas bandas de ondas médias e ondas curtas. Se para alguns os veteranos receptores do passado tinham mais sensibilidade e melhor desempenho, também é preciso considerar que o patamar de ruído é mais elevado na atualidade, por causa da poluição eletromagnética gerada pelos modernos dispositivos eletrônicos.

O problema não é apenas de intensidade dos ruídos interferentes. Outra grande dificuldade é que geralmente tais emissões prejudiciais tem a característica de *banda larga*. Não se restringem a uma frequência: a interferência se espalha por largos segmentos do espectro. Uma fonte de barras de LEDs, um chuveiro, um liquidificador, um forno de micro-ondas ou um carregador de bateria de celular, todos podem espalhar interferências por amplas gamas de frequências, das ondas médias às ondas curtas.

Não podemos esquecer que alguns receptores digitais também geram ruído internamente — principalmente em alguns modelos mais baratos. Nos receptores digitais ocorre ruído de fase, que pode mascarar os sinais fracos. O próprio receptor produz o ruído interferente, o que nem sempre é percebido pelos usuários.

O nível de ruído de fase em alguns receptores portáteis, por exemplo, pode ser maior do que o dos sinais fracos. O ruído de fase geralmente não é informado pelos fabricantes dos receptores de menor preço. Tal informação consta geralmente apenas nos aparelhos profissionais. Ruído de fase é gerado principalmente em osciladores controlados por PLL (Phase-Locked Loop). O uso de DSP também pode gerar ruído digital, que introduz ruídos e perdas se o processamento não for de qualidade.

O assunto dos ruídos interferentes, como se vê, é bastante amplo e precisa ser melhor esclarecido. As publicações técnicas e de engenharia, não apenas os radioescutas, têm um papel fundamental na discussão do tema da poluição radioelétrica, pelo grande transtorno que causa a todos os consumidores.

### **Conhecendo os colegas: Florentino De Pasquale**



“Saludos a amigos de ANTENNA y colegas de Brasil” — é o que parece expressar **Florentino De Pasquale**, na foto que nos enviou. É com grande prazer que o recebemos aqui nesta edição de “Conhecendo os Colegas”!

O talentoso restaurador e experimentador, Florentino De Pasquale, além de passar a ser leitor de ANTENNA é ativo participante do grupo brasileiro “Restaurando Rádios Antigos” da internet. É venezuelano, tem 66 anos e mora em Caracas. Tem quase meio século de experiência em eletrônica. Começou a estudar eletrônica em 1974, no instituto espanhol denominado “Escola de Maestria Industrial”, da cidade de Gijon, Asturias. Na Espanha, cursou a especialidade de “Eletrônica Experimental + Radio e TV”. Por questões familiares, teve que regressar ao seu país, Venezuela, pouco antes do final do curso, mas continuou ligado à eletrônica.



**Figura 9:** Rádio francês Ergos, modelo 681, de 1935 (à esquerda) e Philips B6X75A, holandês, de 1957, ambos restaurados à perfeição, não apenas na parte elétrica, mas também no gabinete, nos mecanismos de sintonia, elementos decorativos etc. Parecem saídos da fábrica ontem.

Seguiu estudando como autodidata. Comprava e lia livros e revistas sobre eletrônica. Ao mesmo tempo, continuava praticando experiências e montagens de bancada, além de trabalhar em uma oficina de reparações de receptores de rádio e televisão, onde também instalava rádios automotivos.

Aos 19 anos passou a trabalhar numa empresa italiana, fabricante de elevadores, localizada na Venezuela. Na mesma empresa já atuava o seu pai, Humberto de Pasquale, como técnico eletrônico. Do seu pai, Humberto, ganhou muitos livros e incentivo para o estudo, o que lhe impulsionou para o mundo da eletrônica. Na área de elevadores, Florentino de Pasquale atuou por 25 anos. Além do fabricante italiano, trabalhou também para uma empresa de elevadores finlandesa e outra espanhola.

Na Itália e na Finlândia se especializou na eletrônica de comando e controle, microprocessadores, eletrônica de potência, variadores de frequência, controladores de velocidade. Depois de alguns anos, com a experiência que foi acumulando, iniciou um empreendimento próprio de eletrônica para elevadores, em 1989. De lá para cá, a empresa já produziu mais de 1.200 sistemas de controle eletromecânico e eletrônico para elevadores. Mantém também um laboratório eletrônico para o desenvolvimento de novos produtos e para reparações em placas eletrônicas de elevadores.



**Figura 10.** O antes e o depois: para a recomposição do gabinete deste bellissimo Zenith Transoceanic A600, foi produzida uma tinta vinílica especial, que imita com perfeição o acabamento original. Além da restauração de toda a parte eletrônica do rádio, foi construída uma bateria “A” e “B”, de 1,5 e 90 V, para a alimentação do receptor. Era um aparelho para ser levado a qualquer parte do mundo, pesando 10 kg, mas, com as baterias novas, o “portátil” pesa, agora, 23 kg!

Atualmente é uma empresa familiar, denominada Inv. FDP Electronica, C.A. (Facebook: <https://www.facebook.com/profile.php?id=100066619024740> ; Instagram: @fdpelectronica), dirigida pelos dois filhos, engenheiros, onde Florentino de Pasquale permanece como assessor e conselheiro.

Isso tornou possível que Florentino De Pasquale se dedique às reparações e restaurações, principalmente de rádios e outros equipamentos eletrônicos dos velhos tempos.

A maioria das restaurações são para a sua própria coleção de rádios e equipamentos antigos —, mas para a alegria de clientes e amigos, consegue reservar algum tempo para trabalhos em aparelhos de terceiros. O elogiável é que Florentino compartilha os seus trabalhos tanto no Instagram (@old\_vintage\_radio) e (@electronics\_retro), no seu canal do YouTube (Todoelectronica Retro & Vintage), no grupo “Restaurando Rádios Antigos” (<https://www.facebook.com/groups/429443027259060/search/?q=de%20pasquale%20florentino>) e no seu próprio perfil do Facebook: <https://www.facebook.com/depasquale.florentino>. Com isso, muito ganham os admiradores, colecionadores e restauradores, pela experiência e os ensinamentos que o mestre exímio busca repassar a todos.



**Figura 11.** A réplica da bateria montada para o Zenith (acima) e um freqüencímetro Leader com válvulas tipo Nixie (direita), modelo LDC821, restaurado.



**Figura 12.** O magnífico Zenith Transoceanic A600, multibanda, em operação. Utiliza réplica da bateria original, mas funciona também em tensão alternada. Teve o circuito completamente restaurado. O gabinete foi renovado e foram incorporadas melhorias no funcionamento. Na parte superior vê-se um OFB, oscilador de frequência de batimento, desenvolvido por De Pasquale, para a recepção de sinais de radioamadores em CW/SSB. O projeto do OFB será divulgado em breve em ANTENNA. Agradecemos todos a **Florentino De Pasquale** pela sua colaboração e por compartilhar o seu conhecimento em prol da retrônica! Até a próxima edição, colegas.

— • • • • • —



Esta seção não é um Curso de Eletrônica.  
Nela eu pretendo tratar de assuntos de Eletricidade e Eletrônica que venho observando há anos que ainda são dúvidas de estudantes e técnicos.

## Dize-me como medes tensões AC e eu te direi quem és

Antes de começar o artigo deste mês, que deveria ser a segunda parte dos sensores de efeito Hall, um esclarecimento aos meus leitores: Meu perfeccionismo capricorniano (não acredito em horóscopo, mas vai que...) não permitiu concluí-lo a tempo de mandar para o editor da revista.

Aguardem. Quem viver, LERÁ!

Desculpas postas, vamos ao que interessa.

Recebi, dia desses, do Ulisses, um seguidor do meu canal no Youtube, a seguinte pergunta nos comentários em um dos [meus vídeos](#):

*Olá, Professor Paulo Brites. Gostaria de matar uma dúvida relacionada a estes tipos de voltímetros. Usei um Voltímetro Digital 3 Dígitos LED, 60 a 300V AC para medir a tensão variada que vem de um dimmer, mas o voltímetro não consegue fazer a medição. Ele fica piscando e, quando consegue medir algo, são valores fora do que está sendo gerado. Tentei outros dois voltímetros iguais, mas o problema continua o mesmo. Só consigo fazer a medida de maneira **satisfatória** quando uso um multímetro digital ou um voltímetro analógico. Professor, o senhor poderia me dar uma dica sobre o que está acontecendo?*

Respondi prontamente ao comentário do “seguidor”, como sempre faço, mas fiquei a pensar, será que não existem outros tantos Ulisses habitantes da Terra redonda que têm a mesma dúvida e nem sabem que a tem?

Sou tentado a pensar que sim, o que me deu o pretexto para este artigo.

Na verdade, o assunto já foi tratado, indiretamente, por mim, nas edições de [agosto e setembro de 2022](#) que, certamente, o Ulisses não deve ter lido e, por isso, talvez valha a pena, ainda que de maneira sucinta, voltar ao tema, além de responder a ele e, quem sabe, aos outros Ulisses por aí, deixando-os curiosos para lerem mais detalhes nos artigos citados.

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

## Dize-me como medes tensões AC

Para início de conversa, seja um voltímetro analógico ou digital eles só “medem” tensão alternada SENOIDAL “pura” e é preciso estar atento de que a tensão entregue na saída de um *dimmer*, embora seja alternada, não é senoidal e a forma da onda irá mudar de acordo com a posição do potenciômetro.

Repararam que eu destaquei, em vermelho, na dúvida do Ulisses, a frase “*fazer a medida de maneira satisfatória*”, e o fiz para chamar a atenção de que o valor por ele obtido, seja no digital ou analógico, não está correto, portanto, lamento informar que **medida não foi satisfatória**.

Para que a medida seja “satisfatória” o voltímetro precisa ser TRUE RMS.

### O que voltímetros comuns medem na escala AC?

Se colocássemos uma tensão alternada senoidal diretamente no multímetro, analógico ou digital, como fazemos com uma tensão contínua, a leitura seria zero volt, isso se ele conseguisse acompanhar a variação da tensão a depender da frequência dela.

Então, o primeiro passo será retificar a onda e agora poderemos utilizar a escala DC mas, muita calma nessa hora porque o que iremos medir NÃO será o valor RMS e sim o valor médio DC.

Isso mesmo que você leu. Um instrumento, analógico ou digital, vai medir o valor DC da tensão senoidal (pura) retificada em onda completa e, graças a umas continhas que você pode ver no artigo de agosto/2022 ou nas minhas aulas do [Curso de Eletrônica Básica](#), o display mostrará o **equivalente** ao valor RMS.

Mas, estas continhas só funcionam para ondas senoidais PURAS, o que não é o caso da forma de onda na saída do *dimmer*, a depender da posição do potenciômetro.

É nesta hora que entra o voltímetro TRUE RMS (veja a edição de setembro de 2022).

O voltímetro TRUE RMS “faz as continhas” e mostra o valor verdadeiro da tensão AC, mesmo que ela NÃO seja uma senoide PURA (afinal ele é TRUE, não é?).

### Matando a dúvida do Ulisses

Elementar meu caro Watson, diria Sherlock Holmes, neste caso *meu caro Ulisses!*

Tudo que foi explicado até aqui tem a ver com sua dúvida, mas há ainda uma questão importante a ser analisada no seu caso.

- 1) Multímetros analógicos, em geral, só precisam de alimentação para a escala ôhmica.
- 2) Os multímetros digitais **obrigatoriamente** precisam de uma alimentação para o funcionamento do microcontrolador, a qual é feita por uma bateria de 9V ou conjunto de pilhas.

E é justamente este segundo item que vai “matar” a dúvida do Ulisses.

O instrumento de painel que ele utilizou, assim como qualquer um, precisa de uma alimentação para funcionar e no caso dos modelos que medem tensão alternada e **apenas senoidais**, sempre é bom lembrar, a alimentação é feita por uma **FAST** (Fonte de Alimentação Sem Transformador) a qual é obtida a partir da própria tensão que queremos medir.



Sugiro a leitura de [PZEM-061 – O que pouca gente sabe sobre ele](#) para entender melhor sobre isso.

Pronto, a charada está matada.

A FAST ficava doidinha e por conseguinte a alimentação do microcontrolador também aí: - *ele fica piscando e, quando consegue medir algo, são valores fora do que está sendo gerado*, como foi dito no comentário.

Simple assim!

Lembrem-se sempre

## MEDIR ERRADO É PIOR QUE NÃO MEDIR NADA

Ah! Já ia me esquecendo: obrigado por colocar sua dúvida nos comentários do vídeo, meu caro Ulisses!

## O FBL AS-1040-A



Marcelo Yared\*

Neste mês faremos uma análise um pouco diferente. O equipamento a ser avaliado é o amplificador integrado FBL AS-1040-A, da FBL, uma indústria carioca, que não mais existe. Ela atuou na década de 1970 e fabricava equipamentos de som, com vários deles já analisados em Antenna. O AS-1040-A é o segundo menos potente de seus amplificadores, de uma linha bastante diversificada.



Os equipamentos de som FBL são projetados segundo a concepção eletrônica mais avançada e seus circuitos utilizam transistores de silício, FETs e circuitos integrados, possuindo ainda proteção integral contra curto-circuitos.

\*Engenheiro Eletricista

**FBL****O SOM PRESENTE**

ESPECIFICAÇÕES	SINTONIZADOR AM/FM STÉREO TS-220	AMPLIFICADOR STÉREO AS-1030	AMPLIFICADOR STÉREO AS-1040-A	AMPLIFICADOR STÉREO AS-1075	AMPLIFICADOR STÉREO AS-1120
RESPOSTA DE FREQUÊNCIA (+ 1 db)	50 Hz - 15.000Hz	20 Hz - 30.000 Hz	20 Hz - 40.000 Hz	20 Hz - 40.000 Hz	20 Hz - 40.000 Hz
DISTORÇÃO POR INTERMODULAÇÃO	0,2%	0,1%	0,3%	0,15%	0,15%
DISTORÇÃO HARMÔNICA	0,2%	0,1%	0,2%	0,1%	0,1%
ENTRADAS					
FONO-MAGNÉTICO	-	2mV   47k ohms	3mV   47k ohms	3mV   47k ohms	3mV   47k ohms
ALTO NÍVEL	-	200mV   100k ohms	200mV   100k ohms	200mV   100k ohms	200mV   100k ohms
CONTROLE DE TONALIDADE					
GRAVES	-	± 15 db @ 100 Hz	± 12 db @ 100 Hz	± 12 db @ 100 Hz	± 12 db @ 100 Hz
AGUDOS	-	± 12 db @ 10k Hz	± 12 db @ 10k Hz	± 12 db @ 10k Hz	± 12 db @ 10k Hz
PRESENÇA	-	-	+ 6 db @ 5k Hz	+ 6 db @ 5k Hz	+ 6 db @ 5k Hz
LOUDNESS	-	-	+ 6 db @ 200 Hz	+ 6 db @ 200 Hz	+ 6 db @ 200 Hz
POTÊNCIA DE SAÍDA @ 8 ohms	-	30W	40W	75W	120W
IMPEDÂNCIA DE SAÍDA	3k ohms	8 ohms	4 a 16 ohms	4 a 16 ohms	4 a 16 ohms
PROTEÇÃO CONTRA CURTOS	-	FUSÍVEL	ELETRÔNICA	ELETRÔNICA	ELETRÔNICA
CONSUMO	4W	40W	50W	100W	200W
ALIMENTAÇÃO	110-220V - 50-60 Hz	110-220V - 50-60 Hz	110-220V - 50-60 Hz	110-220V - 50-60 Hz	110-220V - 50-60 Hz

**FBL ELETRÔNICA S.A.**

TRAVESSA AÍRES PINTO, 18 • SÃO CRISTÓVÃO  
 ☎ 021-228-1433 • 20000 - RIO DE JANEIRO • GB

Posteriormente a empresa lançou outro amplificador, o AS-2000, já analisado aqui em Antena.

A análise de um equipamento da FBL, feita na época em que a empresa estava ativa, mostrou um comportamento meio diferente na atuação dos filtros e foi objeto de questionamento pela dupla GAP Jr e Pierre Raguene. Nossa análise mais recente mostrou que, pelo menos no AS-1120, a FBL foi tradicional nesse aspecto.

O equipamento a ser testado foi cedido pelo confrade Rômulo, e está esteticamente muito bem. Seu bonito painel dianteiro é bem acabado, com knobs de alumínio sólido torneados de comportamento suave e chaves seletoras macias.

Contém o necessário para uso em ambientes pequenos, ou, dependendo dos sonofletores a ele ligados, talvez um pouco maiores, dadas as especificações técnicas.

Os controles são os comuns para a época; volume, balanço, graves e agudos. Complementam o conjunto uma chave que desliga os falantes, uma saída para fones de ouvido, um controle de reforço para médios ("presença"), um seletor para ativar o Loudness e um seletor de modo de reprodução (estéreo, reverso e monofonia).

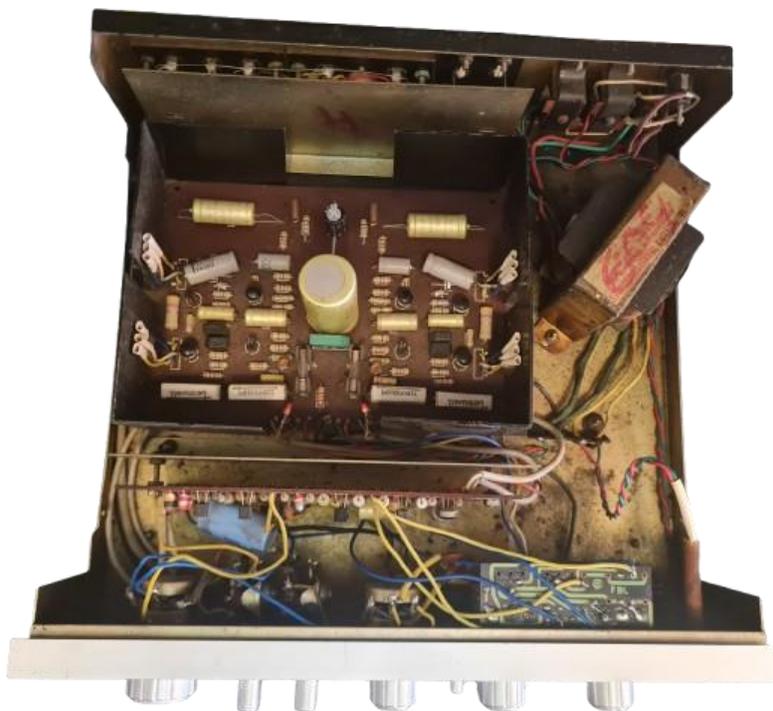
Seu painel traseiro também é bastante simples e bem distribuído, com um conjunto de conectores de boa qualidade e serigrafia resistente.



Os conectores são RCA e DIN para entradas de sinal, com pares específicos para fonocaptor magnético e cerâmico, o que era muito bom na época. Conectores de alto-falantes, do tipo de pressão, de boa qualidade, duas saídas de energia CA e um borne para aterramento complementam o conjunto.

Internamente, vê-se uma montagem limpa e bem organizada, com componentes de qualidade e blindagens adequadas. Um bom índice de nacionalização e placas impressas de boa qualidade. Estas últimas, diga-se de passagem, das poucas da época que resistiram bem ao ferro de soldar sem soltar o adesivo das trilhas de cobre.

A serigrafia das placas é de boa qualidade e precisa. Uma pena não encontrarmos os esquemas eletrônicos da FBL com facilidade.



Ao recebermos esses equipamentos antigos, normalmente fazemos uma inspeção visual de seu interior. Neste caso, pudemos observar que um capacitor eletrolítico foi trocado recentemente, a lâmpada-piloto foi substituída por um led e que a placa auxiliar que hospeda os potenciômetros de controle de tonalidade estava bem danificada e com a fiação soldada de forma irregular.

Energizamos o FBL com a tradicional lâmpada série e tudo correu bem. O amplificador deu “sinal de vida” e resolvemos injetar sinal em suas entradas (1kHz). Aí “a porca começou a torcer o rabo”... Um canal estava com mais ganho que o outro, o controle de balanço estava inefetivo e os controles de tonalidade apresentavam um comportamento bastante incomum, o que já esperávamos.

O leitor que gosta desses equipamentos, ouve música neles e os coleciona, como este articulista, devem ter em mente que circuitos eletrônicos têm sua vida útil definida e ela não é infinita. Os capacitores eletrolíticos deste amplificador são datados de 1974; têm cinquenta anos de fabricados. Com certeza, se o aparelho foi usado regularmente, terão ultrapassado, há tempos, sua vida útil garantida pelo fabricante. Outros componentes também têm vida limitada, mas o caso dos eletrolíticos é o que demanda mais atenção.

E aqui esta análise fica um pouco diferente: nós iremos avaliar o comportamento do AS-1040A antes e depois de substituirmos seus capacitores eletrolíticos por unidade novas, de boa qualidade, e observar se os parâmetros técnicos mudam significativamente. Primeiramente iremos verificar os defeitos observados no primeiro teste e repará-los. Sem o diagrama esquemático é mais difícil, mas nada que seja insuperável.

Com sinal injetado nas estradas, um osciloscópio e um pouco de paciência, descobrimos o motivo da diferença significativa de ganho entre os canais... ei-lo:

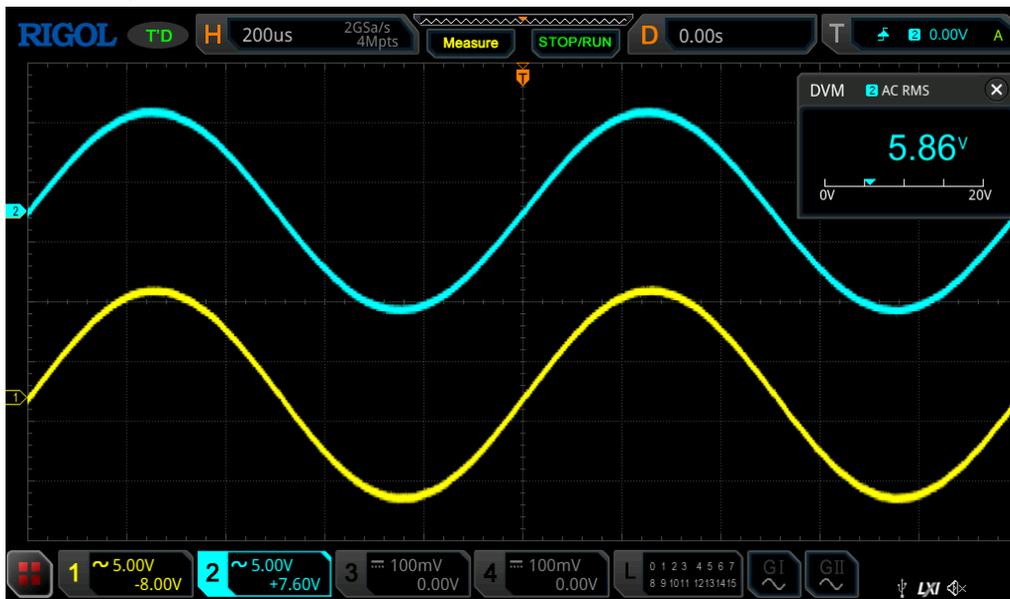


**Capacitor eletrolítico de acoplamento, de 10 $\mu$ F, com defeito**

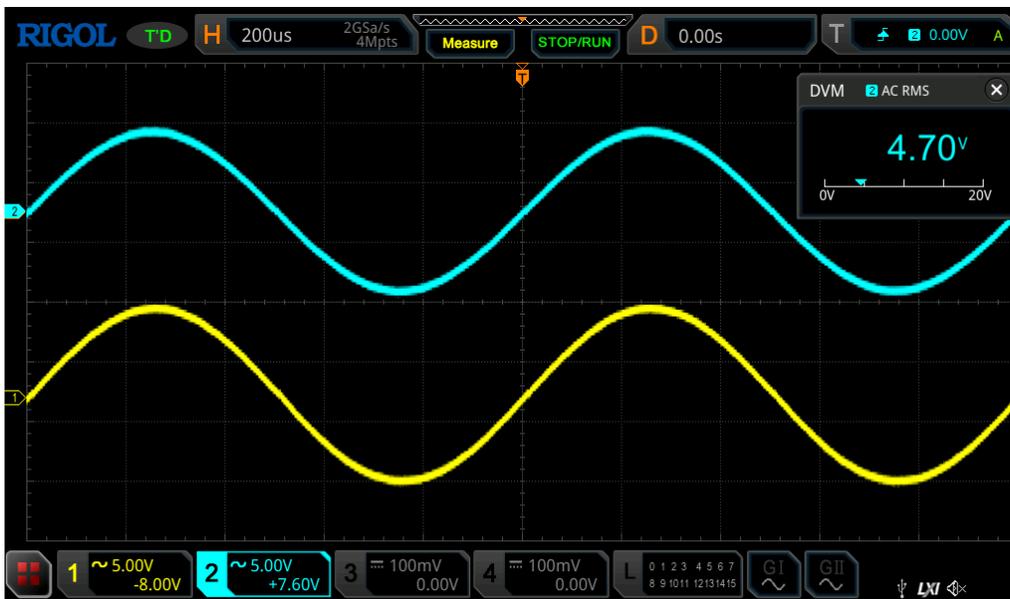
O capacitor eletrolítico literalmente “secou”... e esse é um dos motivos de a troca de todos eles, nesses equipamentos antigos, ser praticamente obrigatória.

### Potência de saída, no limite do ceifamento, a 1kHz

Em  $8\Omega$  - 4,3W



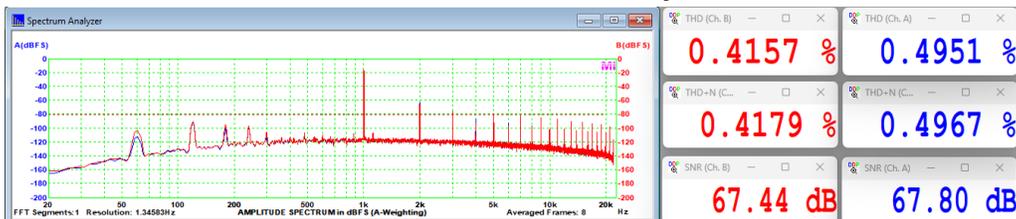
Em  $4\Omega$  - 5,5W



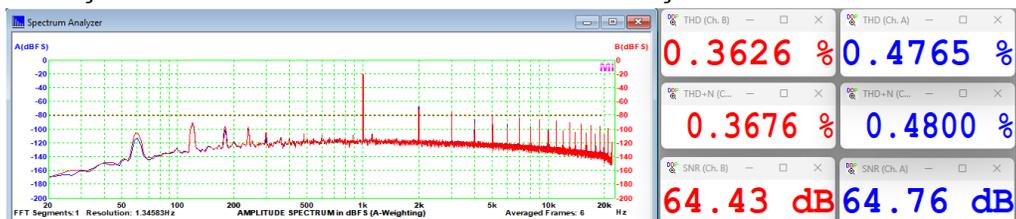
O tamanho do transformador de força já nos indicava que esse amplificador não seria dos mais potentes e que a especificação “40W” no panfleto da FBL não deveria se referir à potência contínua que ele é capaz de entregar.

Mas, ainda assim, está um pouco baixa. Seguindo com os testes, medimos resposta em frequência e distorções.

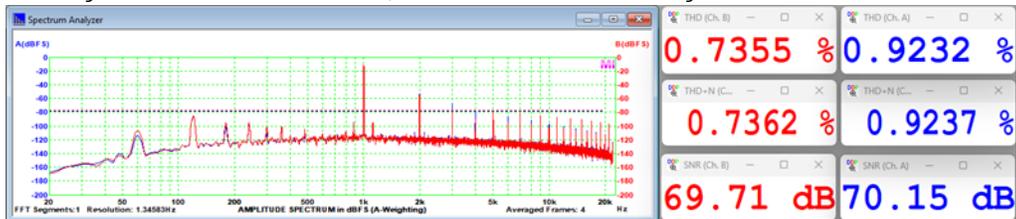
### Distorção Harmônica Total a 1W/8Ω/1kHz – Ponderação A



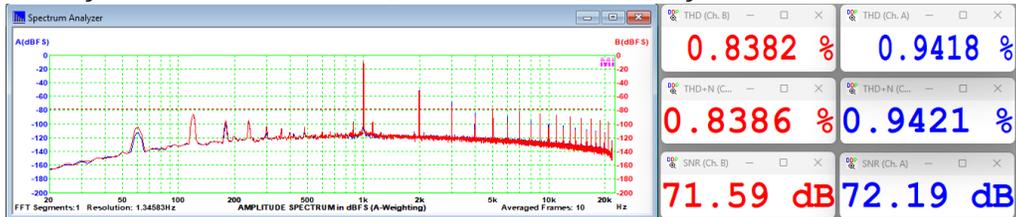
### Distorção Harmônica Total a 1W/4Ω/1kHz – Ponderação A



### Distorção Harmônica Total a 4,3W/8Ω/1kHz – Ponderação A



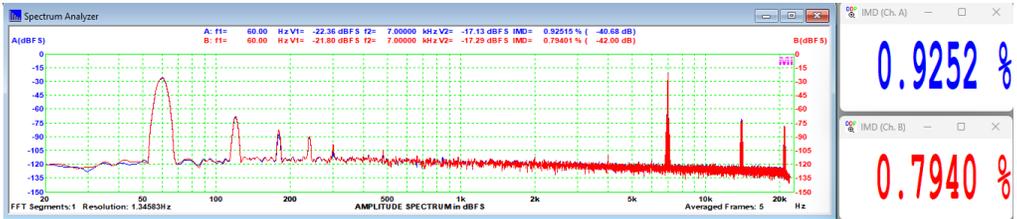
### Distorção Harmônica Total a 5,5W/4Ω/1kHz – Ponderação A



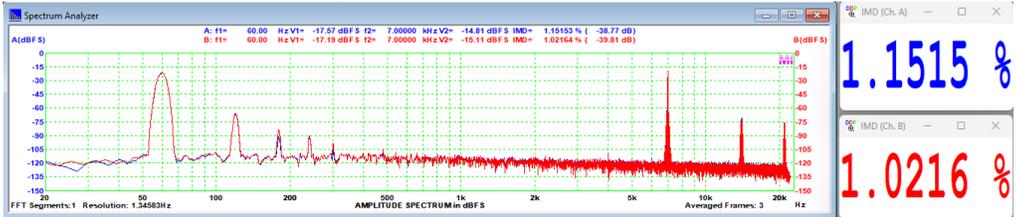
Os valores obtidos são elevados, muito superiores aos informados pela FBL. A relação sinal-ruído, entretanto, mostrou-se boa.

Passamos então à medição da distorção por intermodulação.

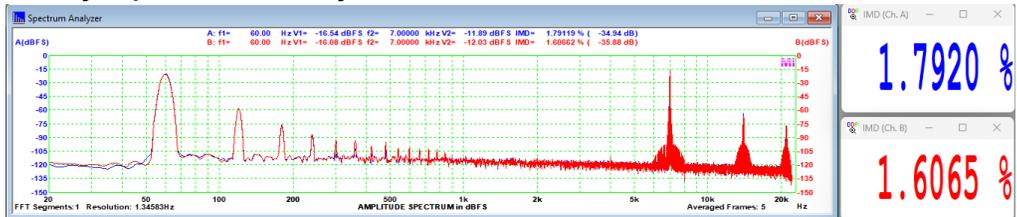
## Distorção por Intermodulação SMPTE a 1W/8Ω



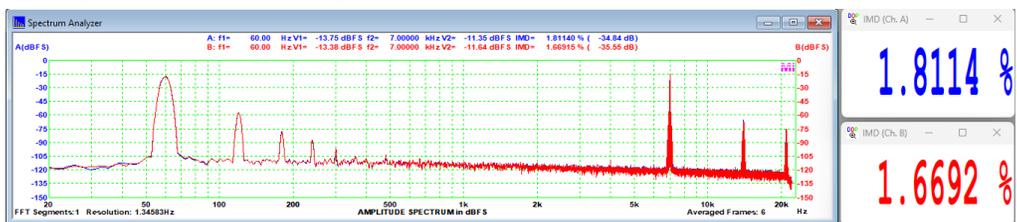
## Distorção por Intermodulação SMPTE a 1W/4Ω



## Distorção por Intermodulação SMPTE a 4,3W/8Ω



## Distorção por Intermodulação SMPTE a 5,5W/4Ω

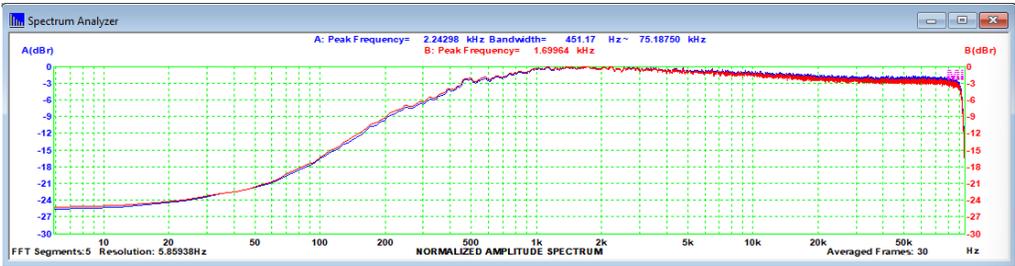


Valores também elevados, não condizentes com o divulgado.

Considerando-se que o amplificador estava praticamente original, com componentes bastante antigos, eles não nos surpreenderam. Veremos se, após a troca dos capacitores, haverá uma melhoria significativa nos valores medidos.

A fase seguinte é a da medição da resposta em frequência, com ruído branco, a 1W/8Ω, para os controles em “flat” e com a atuação dos filtros e controles.

Logo na primeira medição, com controles em “flat”, houve um resultado que não é esperado, mesmo no caso de equipamentos em seu estado original.

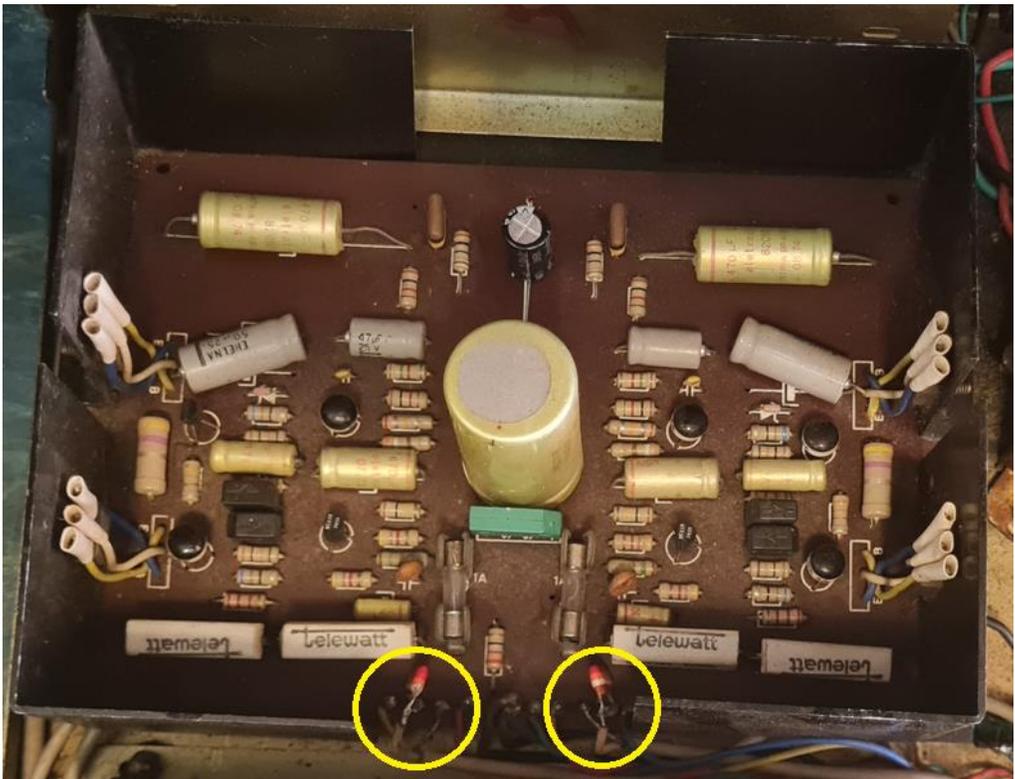


Resposta estranha, incompatível com um amplificador de alta-fidelidade, e que ajuda a explicar os bons valores de relação sinal-ruído obtidos nas medições de distorção.

Testamos os controles de tonalidade e, realmente, o seu comportamento não estava normal. Assim, encerramos esta etapa e passamos à troca dos capacitores eletrolíticos e à correção dos problemas apresentados.

### Atualização do equipamento

A substituição dos componentes não é difícil no AS-1040-A, pois a montagem facilita o serviço. Iniciamos pela placa do estágio de potência, que nos mostrou algo incomum:



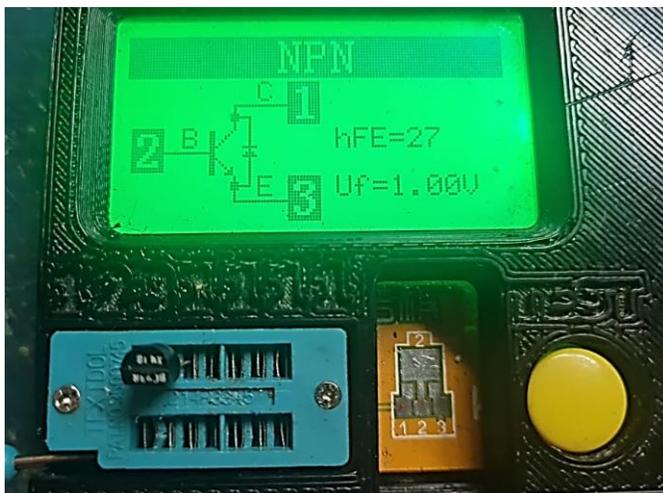
Capacitores de poliéster, de 22nF, em série com as entradas do módulo de potência

Esses componentes estavam “gambiarrados” ali e não eram originais. Poderiam ser os responsáveis pela resposta deficiente de graves. Foram retirados.

Ao fim de uma boa noite de trabalho, todos os eletrolíticos foram substituídos.



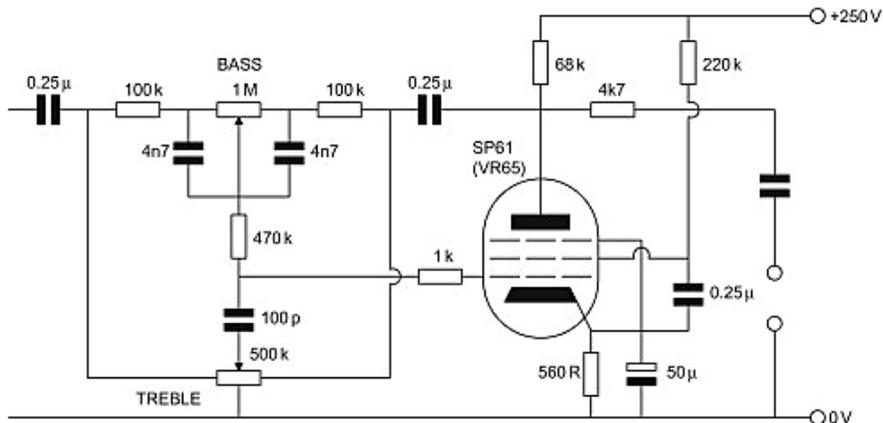
Após a substituição dos capacitores, energizamos novamente o equipamento e verificamos mais problemas: um dos canais estava com distorção e ruído bastante superiores às do do outro. O culpado:



Um transistor BC238, original, simplesmente “cansou”; responsável pela amplificação de sinal no circuito de correção Baxandall (controles de tonalidade), simplesmente apresentava ganho insuficiente e fuga, ocasionando as distorções e ruídos apresentados.

Após a colocação de substitutos, no canal defeituoso e no outro também, pois o ganho dos novos é bem superior ao dos originais, o problema foi corrigido. E continuamos com a recuperação do amplificador.

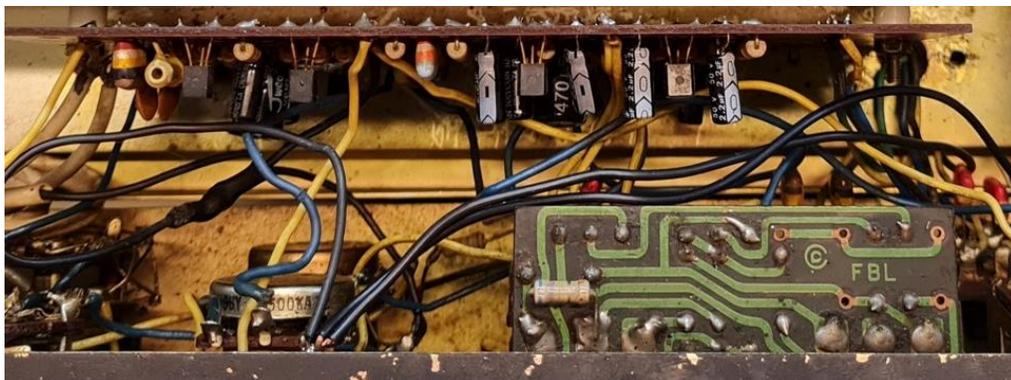
Chegou a hora dos controles de tonalidade. Apesar de não termos o esquema elétrico do AS-1040A, sabemos que o circuito de correção é do tipo Baxandall, com componentes discretos, normalmente seguindo o esquema abaixo:



**Circuito Baxandall para correção tonal (<https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/baxandall>)**

No circuito da FBL a válvula termiônica foi substituída por um transistor, mas o conceito é o mesmo.

Observamos também que a placa impressa dos controles de tonalidade do AS-1040-A é idêntica à do AS-1120, que temos disponível, em perfeito funcionamento.



Com essas informações, conseguimos recuperar a placa defeituosa, que estava bem prejudicada, com trilhas faltando, e conectar sua fiação da maneira correta.

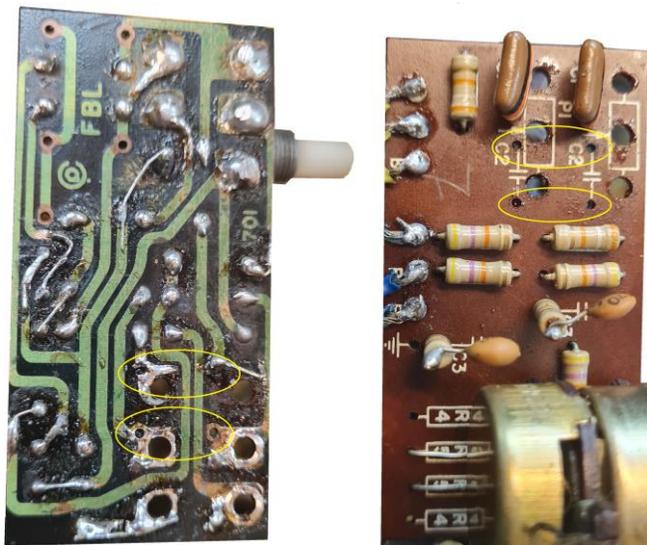
Aparentemente houve algum problema com esse amplificador e algum “oidar-técnico” “se virou” para colocá-lo para funcionar; com isto, prejudicou o controle de balanço e a atuação dos controles de tonalidade, ao mesmo tempo.

Ligamos novamente o equipamento e levantamos algumas medidas.

A resposta em frequência era o primeiro item a ser avaliado, com a correção dos problemas na placa impressa dos potenciômetros. A 1W, em 8Ω, ficou idêntica à medida antes da troca dos eletrolíticos, o que indicava que havia outros problemas nos controles de tonalidade.

Com “paciência de Jó”, retiramos novamente a placa de sua posição e dessoldamos os potenciômetros para verificar se havia algum problema com eles.

O de agudos estava ok e o de graves também, apesar de estar com a resistência total 30% maior que o especificado, mas isso não ocasionaria a perda de resposta em baixas frequências, nos dois canais, ao mesmo tempo. A placa é bem identificada, assim, observamos algo interessante:



Observem que estão faltando dois capacitores C2 junto ao potenciômetro de graves. E, pelo outro lado da placa. Eles deveriam ser idênticos aos capacitores C1. Uma das ilhas de soldagem de um deles, inclusive, parece nunca ter recebido solda, o que levanta a hipótese de falha na linha produção, mas o estado da placa é bem ruim.

Colocados os capacitores em seus locais devidos, refizemos os testes e, desta vez, tudo aparentou estar correto.

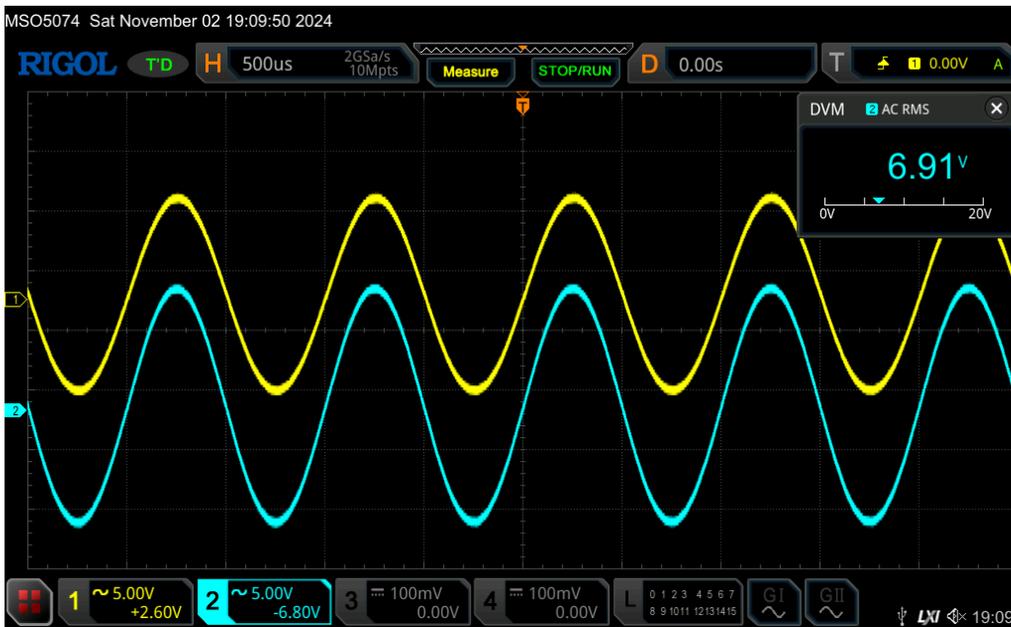
Muito provavelmente o proprietário original deste amplificador deve ter percebido a falta de graves e solicitado a algum “oidar-técnico” a manutenção; sem conseguir resolver o problema, e após danificar severamente a placa dos controles de tonalidade, deixou-a do jeito que a encontramos.

Colocar o amplificador em ordem custou-nos três noites de trabalho, mas, agora, poderemos avaliar corretamente o AS-1040-A e verificar se valeu a pena a troca de todos os seus capacitores eletrolíticos originais.

Levantamos novamente a potência antes do ceifamento:

**Potência de saída, no limite do ceifamento, a 1kHz**

**Em 8Ω - 6,0W**



**Em 4Ω - 9W**

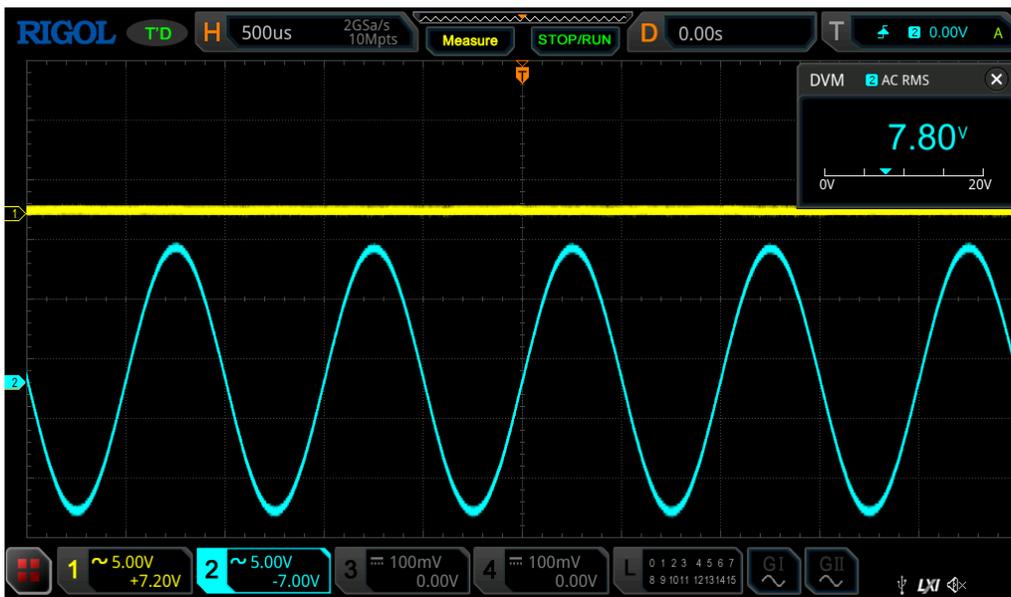


Melhoria significativa na potência disponível para a carga. Na verdade, um canal entra em ceifamento um pouco antes que o outro, e conseguimos, nessa condição, em torno de 6,4 watts em  $8\Omega$ . O consumo medido foi de 33W em  $8\Omega$  e de 46W em  $4\Omega$ .

E a limitação está na fonte de alimentação. O transformador de força poderia mais potente (o que implicaria maior preço do equipamento, que tinha a proposta de ser um produto de qualidade, mas a preços módicos, na palavras do gerente de engenharia de projetos da FBL, Nolan Leve, em declaração à Revista do Som, em 1974.

Para testar essa hipótese, injetamos sinal em apenas um canal, liberando toda a capacidade da fonte para ele, e obtivemos o valor a seguir:

### Em $8\Omega$ - 7,6W



O que representa quase 27% de potência a mais disponível para a carga. Um “upgrade” interessante para ele seria um transformador mais potente.

Finalizados os testes de potência, recolocamos os parafusos na tampa metálica do aparelho e nos preparamos para medir as demais características técnicas. Os citados parafusos são bonitos e muito bem feitos, cromados. Ótima qualidade... mas, ao ligarmos o AS-1040A com a caixa fechada, um canal não funcionou.

Aliás, quando os retiramos, nem lembramos de verificar onde estavam aquelas arruelas adicionais, apenas os colocamos em um copinho plástico, como de costume.

Abrindo, pela “enésima” vez o gabinete, encontramos o culpado: o fusível da alimentação do canal esquerdo abriu. Por quê?

Verificamos que os dissipadores de calor dos transistores de saída não são isolados. Não há mica nem bucha isolante nos transistores. Isso economiza tempo e diminui custos, além de melhorar a dissipação de calor, mas implica que os dissipadores têm que ficar isolados do chassis do aparelho, normalmente aterrado.

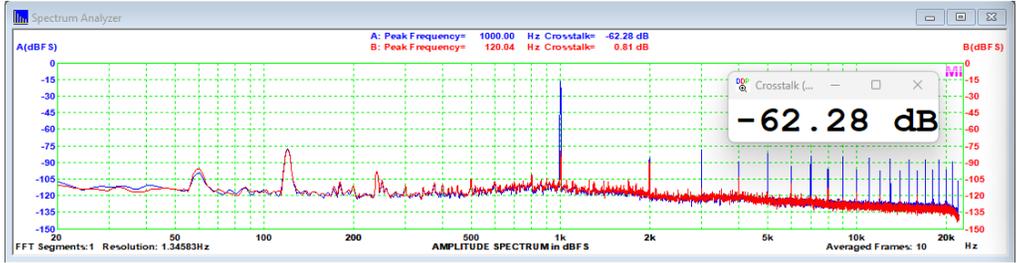
E aí estava o problema: os parafusos cromados são os mesmos em todos os amplificadores da linha, e são bem compridos, pois a caixa do AS-1120 tem uma lateral grossa de madeira. O AS-1040-A é mais “apertado”, e aquelas várias arruelas estavam lá para afastar a ponta de um desses parafusos de um dos dissipadores dos transistores, que carregam a tensão de alimentação em seus coletores. Resultado: curto para o terra e fusível queimado. Trocamos o fusível, colocamos parafusos mais curtos e fechamos, pela última vez, a caixa.



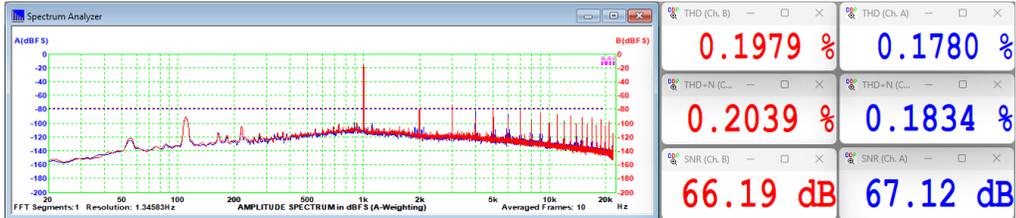
**Interior do AS-1040A com os capacitores trocados e reparações efetuadas**

## Medições finais

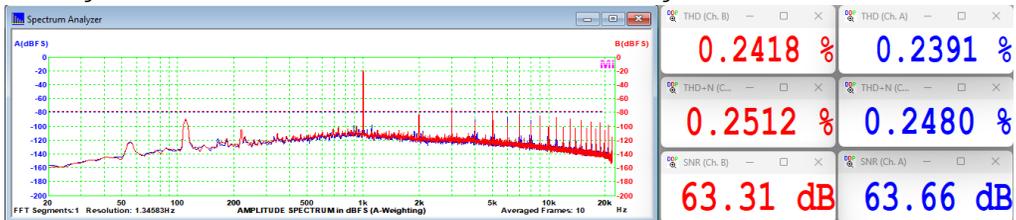
### Diafonia (crosstalk) a 1W/1kHz/8Ω



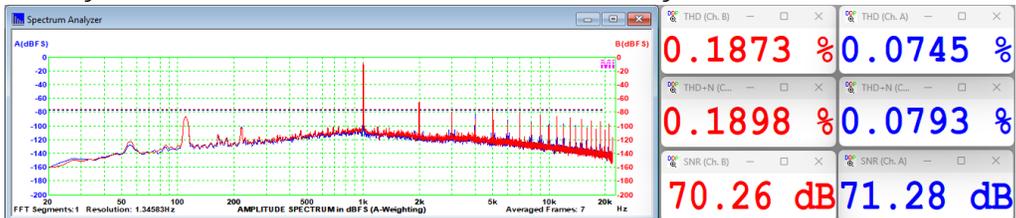
### Distorção Harmônica Total a 1W/8Ω/1kHz – Ponderação A



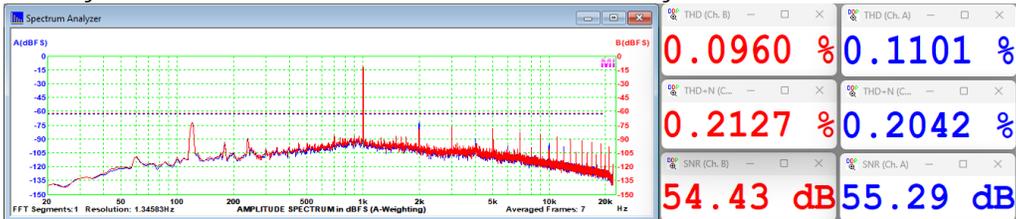
### Distorção Harmônica Total a 1W/4Ω/1kHz – Ponderação A



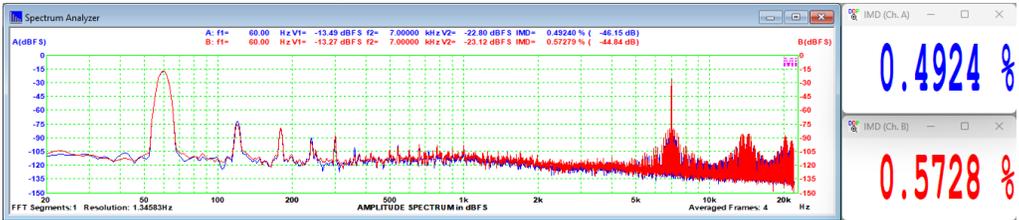
### Distorção Harmônica Total a 5W/8Ω/1kHz – Ponderação A



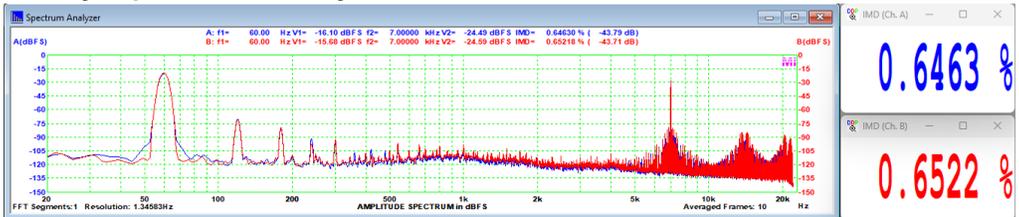
### Distorção Harmônica Total a 6W/4Ω/1kHz – Ponderação A



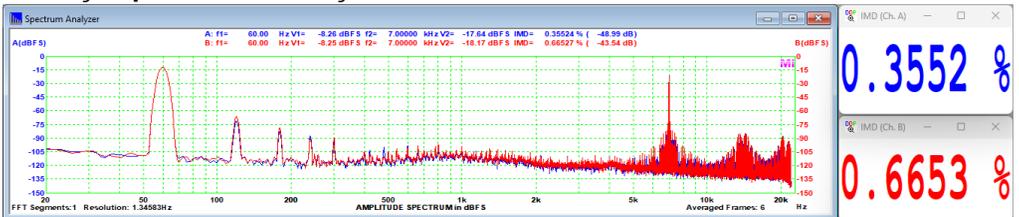
## Distorção por Intermodulação SMPTE a 1W/8Ω



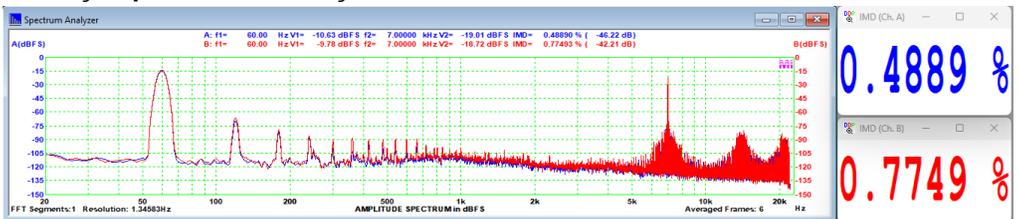
## Distorção por Intermodulação SMPTE a 1W/4Ω



## Distorção por Intermodulação SMPTE a 5W/8Ω



## Distorção por Intermodulação SMPTE a 6W/4Ω



Observamos a melhoria significativa em todos os parâmetros objetivos medidos.

A diafonia, que estava abaixo de -50dB, melhorou significativamente, mas, provavelmente, devido à correção da alteração indevida do estágio de controle tonal.

As demais características, com certeza, obtiveram a melhoria pela troca dos componentes antigos e “cansados”; três ou quatro dos capacitores estavam já bem fora das especificações e mesmo um transistor já apresentava fuga excessiva e ganho baixo.

E, como essa degradação é contínua e ocorre de forma lenta e gradativa, muitas vezes o proprietário não se dá conta de que ela acontece.

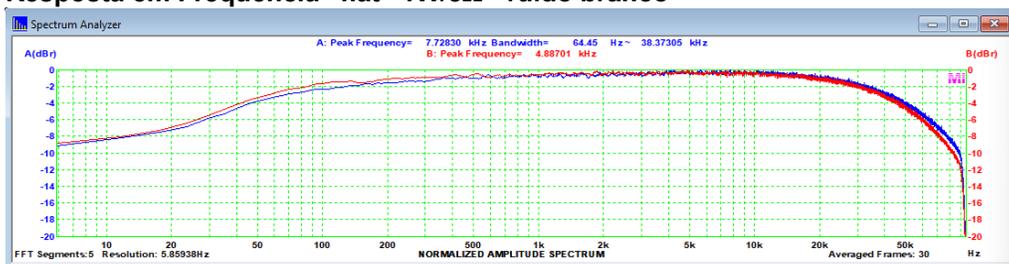
Outro ponto de atenção, não tratado aqui, é a soldagem. Soldas também se degradam com o tempo, particularmente em regiões de muita poluição e salinidade. Uma boa ressoldagem muitas vezes resolve vários problemas.

As curvas obtidas no analisador de espectro mostram também zumbido significativo de 120Hz nas figuras de ruído, que são boas, o que pode indicar que uma rearrumação na fiação pode melhorar ainda mais essa característica.

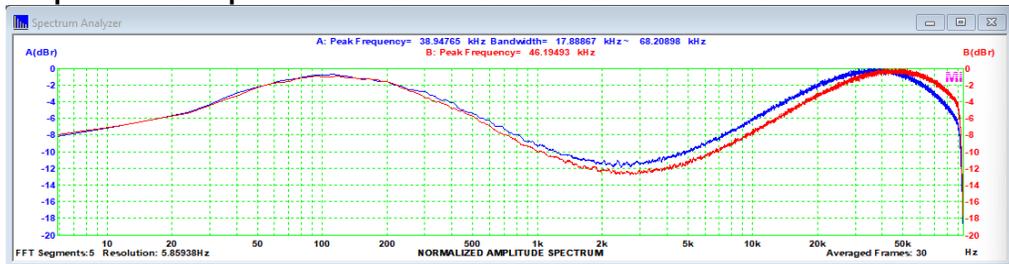
A DI e a DHT são boas e estão dentro do esperado para um amplificador dessa época; como não há ajuste de corrente de repouso, vemos que há diferenças de distorção entre os canais.

O AS-1040-A tem bastante recursos, filtros e controles de tonalidade, que permitem um bom ajuste ambiental. Vejamos seu comportamento:

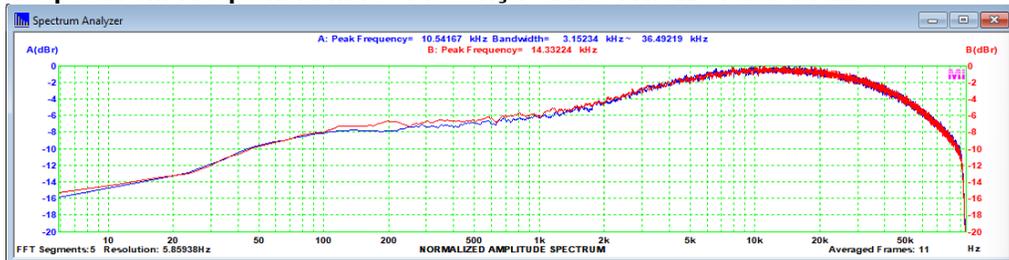
### Resposta em Frequência “flat” 1W/8Ω - ruído branco



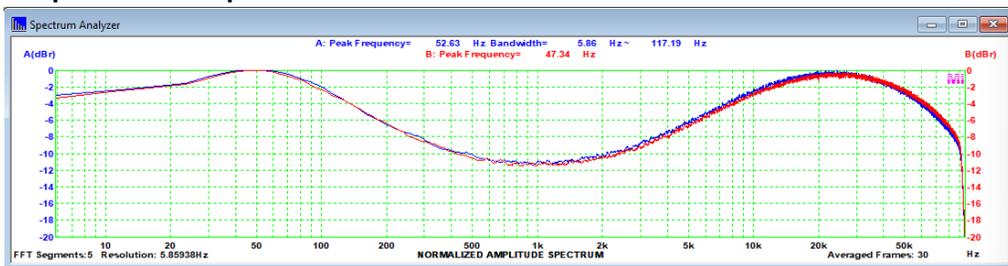
### Resposta em Frequência Loudness ativo 1W/8Ω - ruído branco



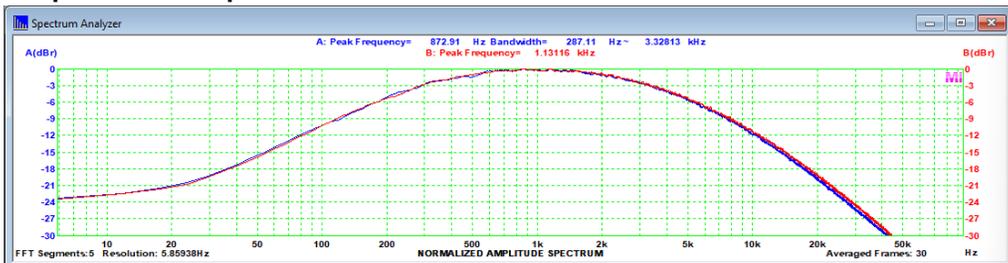
### Resposta em Frequência filtro “Presença” ativo 1W/8Ω - ruído branco



## Resposta em Frequência Tonalidade no Máximo 1W/8Ω - ruído branco



## Resposta em Frequência Tonalidade no Mínimo 1W/8Ω - ruído branco



Após as correções o amplificador se comporta como divulgado pela FBL, a menos de uma característica: o corte inferior em 20Hz. Na verdade, esse amplificador é acoplado com capacitor na saída, e os originais são unidades de 470 $\mu$ F, o que dá um corte inferior mínimo de 42Hz em 8 $\Omega$ . Ou seja, a resposta até 20Hz só seria alcançada, sem se considerar os outros acoplamentos, com cargas de 16 $\Omega$ . Colocamos capacitores de 1000 $\mu$ F em seus lugares, o que melhora a situação.

## Conclusões

O AS-1040-A é um bom amplificador, bem construído, com componentes de boa qualidade. Não entrega muita potência, então, o ideal para ele seria o uso com sonofletores de alta sensibilidade.

Os controles têm atuação suave e os knobs e chaves têm excelente acabamento. É um equipamento muito bonito, clássico da época.

Quanto à substituição dos capacitores eletrolíticos (“recap”), creio que, mesmo neste limitado exemplo, tenha ficado claro porque é recomendável essa manutenção em equipamentos fabricados décadas atrás, particularmente naqueles em uso constante.

Neste caso, em particular, felizmente, as falhas desses componentes ocorreram de modo a diminuir seus valores de capacitância; o mais comum, particularmente em relação a esses capacitores Siemens antigos, fabricados no Brasil, é que seu eletrólito vaze, causando outros danos no equipamento.

E ficamos por aqui. Até a próxima!



---

***Você, leitor amigo, já esteve às voltas com algum problema (pouco comum) na instalação, manutenção ou conserto de um televisor, rádio amplificador de som ou mesmo qualquer outro aparelho eletrodoméstico?***

***Se sim, ajude seus colegas, divulgue o que você observou e como resolveu o problema. Basta escrever um resumo do caso e mandá-lo para o e-mail [ilhajaim@gmail.com](mailto:ilhajaim@gmail.com), deixando o resto por conta do redator de TVKX. Se ele considerar o assunto de interesse, será feita uma estória, com os populares personagens do TVKX. O seu nome será mencionado no artigo.***

---

## Chuva

O tempo voltara a piorar... Agora, além da chuva e dos relâmpagos, as rajadas de vento passaram a ser uma séria ameaça para as árvores. Na mesa junto à parede, nossos amigos olhavam para a rua enquanto tomavam o café “pingado” com o pãozinho na chapa.

- Como vamos fazer para chegar à oficina? A rua está com uns 30 cm de água...
- Ainda bem que o prédio da oficina foi reformado, quando passou a ter dois degraus a mais. Mesmo com a rua alagada a água ainda fica bem distante da entrada!
- Logo hoje que eu queria consertar aquela LG de 42...
- Por falar em consertos... Ontem, quando saímos, você ainda ficou na oficina, às voltas com um “TV Box”, não foi? O que você conta para a gente?
- Pois é... Recebi um GS130 que só pega os canais do lado vertical. Até então não sabia se a lógica é como antigamente nos aparelhos de parabólicas analógicas, fazendo 14 ou 18 volts. O jeito foi apelar para os amigos do fórum.
- E descobriu?
- Em menos de quinze minutos um colega me informou que o chaveamento era mesmo com 14 e 18 V , Acontece que...
- A tensão não variava e aí não fazia o chaveamento, não é?

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



**FIGURA1 - GS 130**

- Fosse eu, iria direto em algum conversor DC-DC , Olhando todo bem direitinho com a lupa.

- Nesse tipo de “Box” é muito comum entrar água através do cabo de antena e oxidar tudo em volta.

- Mas eu fiz is...

- ...

Toninho não completou! Ficaram todos mudos e assustados com o estrondo de uma trovoadas, que surgiu no meio do temporal.

- A água subiu mais um pouco. Ainda bem que estamos na parte mais alta da rua.

- Continue, Toninho!

- Então... Sabendo o que procurar, acabei achando uma oxidação quase imperceptível a olho nu em dois resistores que iam do conversor DC-DC do tuner até o demodulador. E como eram dois circuitos iguais, do tuner 1 e 2, consegui descobrir o valor dos resistores. Exatos 4K7. E está lá na bancada, para ser entregue.

- Enquanto isso, vamos nós trocando barramentos de LED's e descartando telas!

- Se não for assim, os televisores iriam durar mais de dez anos. E não é isso o que os fabricantes desejam.

- Mas tudo é assim, Zé Maria! Veja o seu caso: seu notebook funciona perfeitamente, atende bem às suas necessidades, mas vai ter de ser formatado, porque Mr. Gates decidiu que o Win 7 deveria ser descontinuado, obrigando a milhões de usuários a migrarem para o Win 10 ou 11!

- Com isso, meus aplicativos, inclusive aquele do Banco, não funcionam mais. Temos um bocado de trabalho pela frente.

.....

- Outro trovão desses vai derrubar o prédio do armário...E não para de chover!

- Tuma... Temos de resolver o que vamos fazer! A energia elétrica foi-se por causa do temporal. Para chegar até a oficina, vamos ter de atravessar a rua alagada. Acho que...

- O melhor é irmos para casa!

- Não temos outro jeito, Carlito. Vamos enquanto podemos andar à vontade por essas bandas.

- Então, gente! Um Bom Dia! E Até amanhã

**De um relato no Fórum Tecnet – Dili, Tektonny e Samuel**

---

***Meus caros leitores: O TVKX, que há mais de 50 anos marca a sua presença nas páginas de ANTENNA, precisa da participação de todos; aposentado que estou, e me dedicando a manutenção de equipamentos de eletroterapia, falta-me material para servir de tema aos artigos sobre TV.***

***Conte o seu “Causo”! Deixe por nossa conta a participação dos personagens***

***Precisamos de Você! Envie seu relato para: [ilhajaim@gmail.com](mailto:ilhajaim@gmail.com)***

---

## O transistor VAS

Marcelo Yared\*



Os amplificadores de áudio atuais, construídos com elementos discretos, lineares, em 99% das vezes utilizam a tradicional configuração de três estágios, com uma entrada diferencial, um amplificador de tensão em classe A e um estágio de amplificação de corrente, para acoplamento adequado à carga, normalmente um sonofletor.

Esse estágio amplificador de tensão, usualmente composto de um transistor em configuração de emissor comum com uma fonte de corrente, é conhecido por **VAS** (Voltage Amplifier Stage).

O termo foi, aparentemente, cunhado por Douglas Self em seus artigos sobre amplificadores de áudio e se tornou comum na literatura e nos grupos de discussão sobre o assunto. O estágio, na verdade, é um amplificador de transimpedância, pois a sua entrada é uma corrente e sua saída uma tensão, mas o termo VAS, bem mais simples, “pegou”, e é muito usado (Self, Douglas - **Audio Power Amplifier Design**, 6th Edition, Focal Press, pág. 162).

Pode não parecer, mas esse componente é uma das mais críticas partes do circuito, pois, além de ser responsável por todo o ganho de tensão do amplificador, também fornece toda amplitude de tensão que é entregue à saída, para a carga.

Dito isto, temos observado nos fóruns de discussão na Internet e nas redes sociais muitas discussões acerca desse importante componente, e quais seriam as escolhas mais adequadas para essa função.

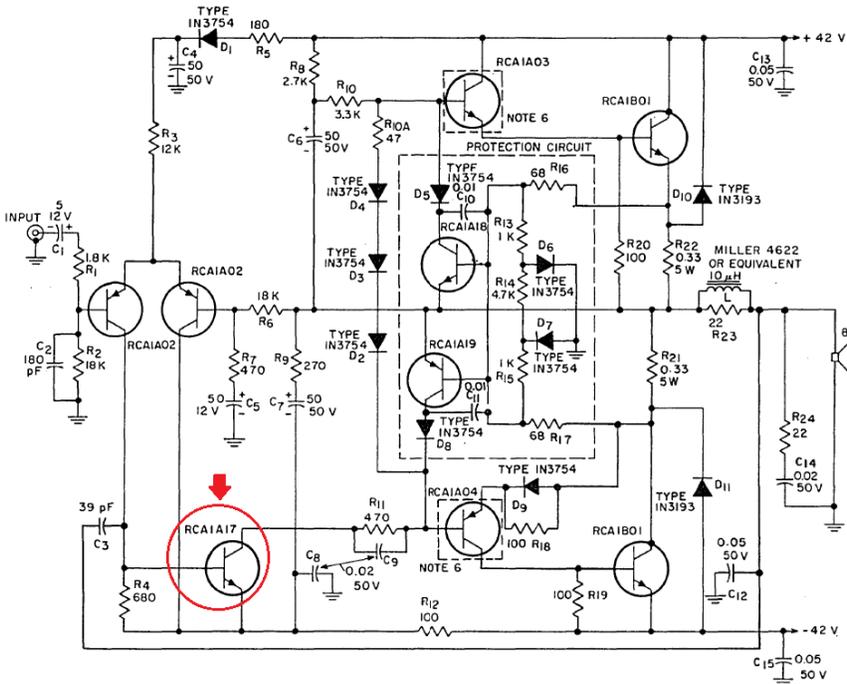
Em tempos de falsificação de tudo que se pode fabricar, também, a escolha deve levar em conta cuidados para que não levemos “gato por lebre”, ou seja, mesmo que o transistor escolhido seja o melhor para essa função, se ele não é mais fabricado e/ou só pode ser encontrado em vendedores pouco confiáveis, talvez não seja a melhor opção.

Vejamos, então, considerando-se um circuito convencional, quais seriam as características adequadas para um transistor para o estágio VAS.

Trataremos da configuração “single ended”; um estágio de um componente ativo com carga em coletor, usualmente resistiva ou em forma de fonte de corrente.

Também iremos sugerir alguns bons candidatos à função, preferencialmente que possam ser encontrados a custo razoável em fornecedores confiáveis.

**\*Engenheiro Eletricista**



92CM-21995R1

### Amplificador da RCA com configuração em três estágios - transistor VAS em destaque.

Recorremos ao bom e velho manual de transistores da RCA para ilustrar qual seria o transistor do VAS. Está identificado em vermelho no esquema.

Observem que, neste caso, sua carga é basicamente resistiva, com diodos para estabelecer a corrente de repouso do estágio de saída. Toda a tensão à saída será devida à amplitude de tensão obtida no coletor do VAS, daí, uma primeira precaução com ele seria ter a capacidade de suportar tensões entre coletor e emissor de, no mínimo, a diferença entre as fontes de alimentação do circuito, ou seja,  $V_{CE\text{omín}} \geq (V^+ - V^-)$ . Usualmente, as tensões são idênticas nas duas malhas, assim,  $V_{CE\text{omín}} \geq 2V_{cc}$ .

No exemplo acima,  $V_{CE\text{omín}} \geq 42\text{ V} - (-42\text{ V}) = 84\text{ V}$ . Pelo datasheet do transistor RCA1A17, temos:  $V_{CE\text{omín}} = 90\text{ V}$ ; tudo OK.

Trata-se de um amplificador em classe A, então, a máxima dissipação de potência no estágio ocorrerá sem sinal, logo, se desprezarmos as correntes de base dos transistores “drivers” RCA1A03 e RCA1A04, e que eles estejam diretamente polarizados, nessa condição, a tensão sobre a os resistores R8 e R10, será de, aproximadamente,

$$(42\text{ V} - 0,6\text{V} - 0,6\text{ V}) / (2700\ \Omega + 3300\ \Omega), \text{ ou } \approx 8\text{ mA}$$

Neste caso, aproximadamente a mesma potência será dissipada pelo transistor VAS,

$$\text{assim: } P_{\text{VAS}} = 42\text{ V} * 0,008\text{ A}, \text{ ou } \mathbf{0,34\text{ W}}$$

Do mesmo datasheet,

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:		RCA1A09	RCA1A10	RCA1A11	RCA1A15	RCA1A16	RCA1A17	RCA1A18	RCA1A19	
COLLECTOR-TO-EMITTER VOLTAGE:										
With base open	$V_{CE0}$	175	-175	175	100	-100	90	10	-10	V
	$V_{EBO}$	6	-6	6	5	-5	4	4	-4	V
	$I_C$	1	-1	1	1	-1	1	1	-1	A
	$I_B$	0.5	-0.5	0.5	0.5	-0.1	0.5	0.5	-0.5	A
TRANSISTOR DISSIPATION:										
At case temperatures up to 25°C	$P_T$	10	10	10	10	10	5	7	7	W
At case temperatures above 25°C		← See Fig. 1 →								
TEMPERATURE RANGE:										
Storage & Operating (Junction)		← -65 to +200 →								°C
PIN TEMPERATURE (During Soldering):										
At distances $\geq 1/32$ in. (0.8 mm) from case for 10 s max.		← 230 →								°C

Tanto a corrente máxima de coletor quanto a potência máxima são bem superiores às demandadas, mesmo considerando-se um “derating” em relação ao aumento de temperatura do transistor, quando em funcionamento.

Da prática, sabemos que, como os estágios de saída de amplificadores do tipo, usualmente em configuração “driver” + transistor de saída, apresentam ganho de corrente elevado, a corrente de trabalho do transistor do estágio VAS se situará em torno de 5 mA a 10 mA, excetuando-se casos de extrema potência e/ou de impedâncias muito baixas de carga. Na maioria dos usos residenciais, essa faixa de corrente é a usual.

Esses são os parâmetros básicos que devem ser considerados na escolha do transistor, mas não são os únicos.

O VAS, como citado anteriormente, fornece, praticamente, todo o ganho de tensão do amplificador e cuidados devem ser tomados em relação à sua linearidade. Apesar de seu elevado ganho, ele gera baixos níveis de distorção.

Em baixas frequências, a realimentação global do amplificador (R6 e R7, em nosso exemplo) atua para reduzir a distorção de todo o circuito e domina sua performance.

Em altas frequências, o estágio é linearizado por C3, em uma realimentação local, compreendendo o VAS e o estágio de saída. Neste caso, em uma configuração não muito comum atualmente, pois esse capacitor costuma ser colocado entre a base e o coletor do transistor VAS. Cordell fornece um cálculo para esse capacitor (Cordell, Bob - **Designing Audio Power Amplifiers**, 2nd. Edition, Routledge, pág. 191-192).

Apesar de seu valor baixo, esse capacitor é fundamental para o correto funcionamento do circuito, pois cuida da estabilidade do amplificador. Não mexa nele.

Ademais, como pode ser visto em Cordell, acima citado, seu valor depende das características de projeto do amplificador, assim, a alteração de valores e componentes em amplificadores deve ser feita com conhecimento de causa e sem “chutes”.

Felizmente, ou infelizmente, esse tipo de circuito é bastante estável, e tem que ser feita muita coisa errada para desestabilizá-lo, daí o “oidar-técnico” tem a impressão de estar melhorando ou incrementando características do amplificador, quando, na verdade, pode estar prejudicando seu funcionamento.

Cargas resistivas, como a mostrada no circuito de exemplo, não são muito comuns hoje em dia. Muito melhor performance é alcançada com cargas ativas, como fontes de corrente, que tornam o VAS independente do ganho do estágio de saída.

Após esta descrição, passemos a mais um critério na escolha do transistor para a função de VAS.

Até agora, vimos que temos que observar a potência máxima dissipada, a tensão entre coletor e emissor e a corrente de trabalho. Sabemos, também, de nossa experiência, que transistores com ganho alto e  $f_T$  alto são melhores nessa função. Mas, por quê?

Douglas Self (**Audio Power Amplifier Design**, 6th Edition, Focal Press, pág. 169-171), explora a escolha desse componente, e esclarece que um dos fatores que influenciam na performance (linearidade em altas frequências) do transistor VAS é sua capacitância interna  $C_{bc}$  ou  $C_{ob}$ .

Essa avaliação sobre a importância de  $C_{bc}$  na distorção do transistor VAS foi levantada por Samuel Groner ([https://www.sg-acoustics.ch/analogue\\_audio/power\\_amplifiers/index.html](https://www.sg-acoustics.ch/analogue_audio/power_amplifiers/index.html)) e foi objeto de discussão na referência de Self, citada. Self providenciou a medição do parâmetro  $C_{bc}$  de diversos transistores e sua influência na distorção do estágio, que pode ser resumida na tabela abaixo:

Transistor	Vcemáx (V)	Cbc ou Cob	hFE	DHT (%) a 10kHz
<b>MPSA42</b>	<b>300</b>	2.6 pF a 20 V	40 mín	0.0060
<b>MPSA06</b>	<b>80</b>	4 pF a 20 V	100 mín	0.0055
<b>2SA2240BL</b>	<b>120</b>	3 pF a 10 V	200 a 700	0.0040
<b>BD139</b>	<b>80</b>	desconhecido	25 mín	0.0180
<b>MJE340</b>	<b>300</b>	15 pF?	30 a 240	0.0230
<b>BC441</b>	<b>60</b>	25 pF máx a 10V	40 mín	0.0200
<b>BFY50</b>	<b>35</b>	7 pF típ, 12 pF a 10V	30 mín	0.0110
<b>BSS15</b>	<b>75</b>	desconhecido	30 mín	0.0085
<b>MJL3281A</b>	<b>260</b>	600 pF a 10V	75 a 150	0.5500

**$C_{bc}$  versus DHT (Self - Audio Power Amplifier Design, 6th Edition, Focal Press, pág. 170)**

Podemos ver a correlação direta entre  $C_{bc}$  e a DHT. Alguns dos transistores testados são comuns em nosso mercado, mas o BD139 usado por Self merece nossa atenção.

Inicialmente, o BD139 foi fabricado pela Philips (hoje NXP) e, posteriormente, vários outros fabricantes passaram a produzi-lo.

Então, algumas especificações nos datasheets simplesmente “sumiram”, talvez porque, para o mercado, ele passou a ser considerado um transistor de uso geral.

Douglas Self deve ter usado um transistor da Fairchild ou da ONSemiconductors nessa análise, e, em seus datasheets, não há nenhuma informação adicional, tais como  $f_T$  e  $C_{bc}$ .

Na da NXP, temos mais informações, mas, ainda, sem  $C_{bc}$ .

### CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$  unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$I_{CBO}$	collector cut-off current	$I_E = 0; V_{CB} = 30\text{ V}$	–	–	100	nA
		$I_E = 0; V_{CB} = 30\text{ V}; T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	–	–	10	$\mu\text{A}$
$I_{EBO}$	emitter cut-off current	$I_C = 0; V_{EB} = 5\text{ V}$	–	–	100	nA
$h_{FE}$	DC current gain	$V_{CE} = 2\text{ V}$ ; (see Fig.2) $I_C = 5\text{ mA}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $I_C = 500\text{ mA}$	40 63 25	– – –	– 250 –	
	DC current gain BD135-10; BD137-10; BD139-10 BD135-16; BD137-16; BD139-16	$I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}$ ; (see Fig.2)	63 100	– –	160 250	
$V_{CEsat}$	collector-emitter saturation voltage	$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}$	–	–	0.5	V
$V_{BE}$	base-emitter voltage	$I_C = 500\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}$	–	–	1	V
$f_T$	transition frequency	$I_C = 50\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}$ ; $f = 100\text{ MHz}$	–	190	–	MHz
$\frac{h_{FE1}}{h_{FE2}}$	DC current gain ratio of the complementary pairs	$ I_C  = 150\text{ mA};  V_{CE}  = 2\text{ V}$	–	1.3	1.6	

Observem a  $f_T$  elevada, indicativo de  $C_{bc}$  baixo. Meu manual Ibrape, de 1980, informa  $f_T$  típica de 250MHz. Como os valores de  $C_{bc}$  indicados por Self são os dos datasheets, resolvemos verificar se o medidor chinês “X-Tudo” mediria com alguma precisão esse parâmetro. Em vários dos transistores da tabela, os valores obtidos foram bem próximos, assim, medimos o  $C_{bc}$  do BD139, Philips, e obtivemos o seguinte resultado:



Indica um bom componente para a função de VAS, mas não dos melhores, entretanto, se considerarmos o exemplo da RCA, vemos que um transistor de pequenos sinais trabalharia no limite de sua capacidade nessa função, ao passo que um BD139 suportaria bem, apresenta capacitância baixa e  $f_T$  elevado.

Com isso, levantamos em nosso estoque transistores comuns no mercado brasileiro e que poderiam ser usados como VAS. Fizemos uma pequena tabela, similar à feita por Douglas Self, conforme abaixo:

Transistor	Vcemáx (V)	Cbc	hFE
<b>BC639</b>	<b>80</b>	16 pF	40 a 160
<b>2SC3600</b>	<b>200</b>	5 pF	40 a 320
<b>2SC2705</b>	<b>150</b>	6 pF	80 a 240
<b>BC337</b>	<b>50</b>	7 pF	100 a 630
<b>2SD438</b>	<b>80</b>	22 pF	60 a 560
<b>BD237</b>	<b>80</b>	45 pF	40 mín
<b>2SC2238</b>	<b>160</b>	43 pF	70 a 240
<b>2SB546</b>	<b>75</b>	106 pF	30 mín
<b>TIP41C</b>	<b>100</b>	153pF	15 a 75

Observem a superioridade dos transistores japoneses mais modernos, para médios e pequenos sinais, em relação aos mais antigos. Isso decorre, provavelmente, da aplicação normal para eles, que é a utilização em estágios de amplificação de vídeo, o que requer frequências de trabalho elevadas e baixas capacitâncias internas.

Vejam também que os transistores de media potência para aplicação em áudio não são as melhores escolhas para o VAS; TIP41, TIP31 etc não devem ser utilizados nessa função; são uma má escolha.

Adicionalmente, considerando-se que transistores para pequenos sinais podem não suportar a potência demandada por um VAS em classe A, como, por exemplo, o do esquema da RCA citado, que dissipará 0,34 W, uma sugestão é colocar em paralelo dois ou mais deles, equalizando suas correntes de emissor com resistores de regeneração, de algumas dezenas de ohms, utilizar a configuração Cascode ou a de seguidor de emissor.

Nas referências citadas (Self e Cordell) há inúmeros exemplos, teoria, gráficos e medições detalhadas desse estágio, e são leitura extremamente recomendada.

Lembramos que, nada obstante os valores de distorção verificados para transistores de  $C_{bc}$  um pouco maiores serem mais altos, a realimentação global e a compensação adequada dos estágios do amplificador reduzem o resultado final significativamente. Entretanto, se podemos melhorar, sem mágicas ou pirotecnias, a baixo custo, a distorção de cada estágio do amplificador, por que não o fazer?

E ficamos por aqui. Até a próxima!