



TVKX

ANTENNA

ELETRÔNICA • SOM • TELECOMUNICAÇÕES

Número 05/24 (1253) maio de 2024



**ANTENNA... E A ALTA-FIDELIDADE
O CAPYAU...**

DICAS DE "KITS"

**CONSTRUA UM MEDIDOR DE hFE
TENSÕES E NÍVEIS LÓGICOS**

ANTENA V/UHF PARA SATÉLITES

SAIBA ANALISAR FORMAS DE ONDAS

100 WATTS COM 2N3055?

ANTENNA

Número 05/24 – maio/2024 – Ref. 1253

As edições impressas de Antenna, a partir de janeiro de 2021, podem ser adquiridas na livraria virtual UICLAP (www.uiclapp.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 e WhatsApp: (051) 99731-1158.

COR DO MÊS – Maio é o mês das cores **vermelho** e **amarelo**, das campanhas de conscientização sobre os acidentes de trânsito e sobre a hepatite.



Saiba mais em:

<https://eurofarma.com.br/artigos/maio-vermelho-conscientizacao-sobre-a-hepatite>

<https://www.onsv.org.br/maioamarelo/conheca-o-movimento>

Neste número, temos um artigo para montagem DIY, de nosso colaborador FM Timi. Também reeditamos um artigo interessante de Carl Babcoke, mostrando quais as formas de onda devemos obter a partir de circuitos de filtros; apesar de o autor se referir a equipamentos da época, as informações são válidas atualmente, e serão úteis na análise de formas de ondas em equipamentos analógicos modernos. Por fim, mas não menos importante, segue o link oficial para quem desejar auxiliar nosso irmãos gaúchos, nesta hora difícil, a vencer as dificuldades causadas pelas recentes enchentes:

<https://sosenchentes.rs.gov.br/inicial>

Lembramos, 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 XII – Complicações.....	<i>Jaime Gonçalves de Moraes Filho</i>
5 - CQ-RADIOAMADORES – Quem Se Lembra do “Capyau”?.....	<i>Ademir – PT9HP</i>
6 - DICAS E DIAGRAMAS – XXIII - Quase um “Heathkit”.....	<i>Dante Efrom – PY3ET</i>
20 – Um Simples Medidor de hFE Para Transistores de Baixa Potência – Parte I.....	<i>FM Timi</i>
28 - APRENDA ELETRÔNICA - Tensões e níveis lógicos cada vez menores nos circuitos digitais.....	<i>Paulo Brites</i>
33 - Antena de Transmissão para V/UHF Especial para Satélites.....	<i>Ademir – PT9HP</i>
37 - A Resposta de Frequência e As Formas de Onda.....	<i>Carl Babcoke</i>
51 – O Ibrape RA-105.....	<i>Marcelo Yared</i>
62 - TVKX – Um Plasma Complicado.....	<i>Jaime Gonçalves de Moraes Filho</i>

ANTENA – Uma História - Capítulo XII

Jaime Gonçalves de Moraes Filho*



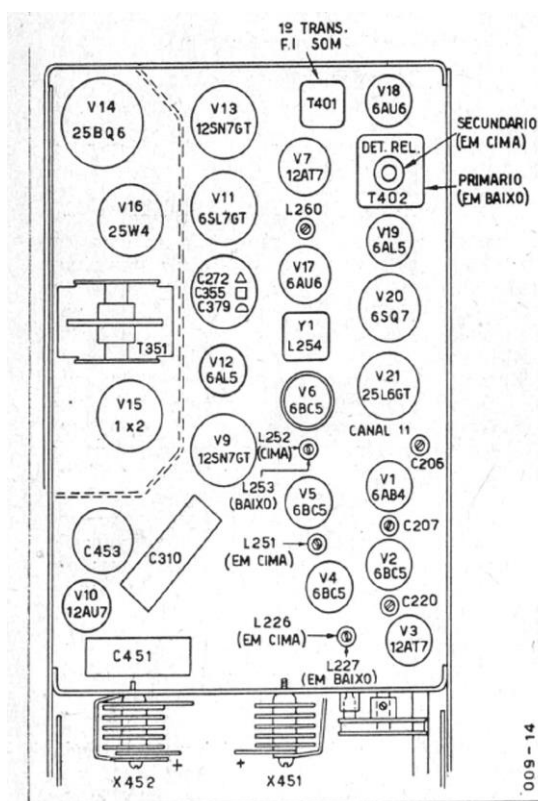
FIG 1 – Chassi GE – T3

Convém observar que existem algumas válvulas semelhantes, no que se refere a pinagem, o que era uma verdadeira tentação para os tais técnicos, que não titubeavam em trocar uma 12AT7 por uma 12AU7, ou então uma 6CB6 por uma 6AU6. Se tal expediente não resolvesse, as coisas se tornavam complicadas, pois o passo seguinte era girar os núcleos das bobinas, sem sequer anotar as suas posições originais.

Complicações

Um maior número de aparelhos de TV nas residências fez com que muitos técnicos, sem a formação profissional adequada, além dos reparos em rádios, a que já estavam acostumados, resolvessem também consertar televisores, em busca de lucros fáceis.

Já era fato bastante conhecido que cerca de 80% das avarias em televisores estavam relacionadas com as válvulas. Um televisor, bem popular no início dos anos 50, era o GE 16-T3, cuja vista do chassi é esta, abaixo.



* Professor de Física e Engenheiro de Eletrônica

No final da história, o televisor além da avaria inicial, também ficava descalibrado. No caso do chassi GE 16-T3 eram 14 ajustes, que em sua maioria interagiam entre si. A solução era, antes de qualquer coisa, calibrar o receptor, o que, além do conhecimento, exigia um instrumental caro, praticamente inacessível para a maioria dos técnicos, tornando-se um privilégio para as oficinas de grande porte e de alguns poucos serviços autorizados.

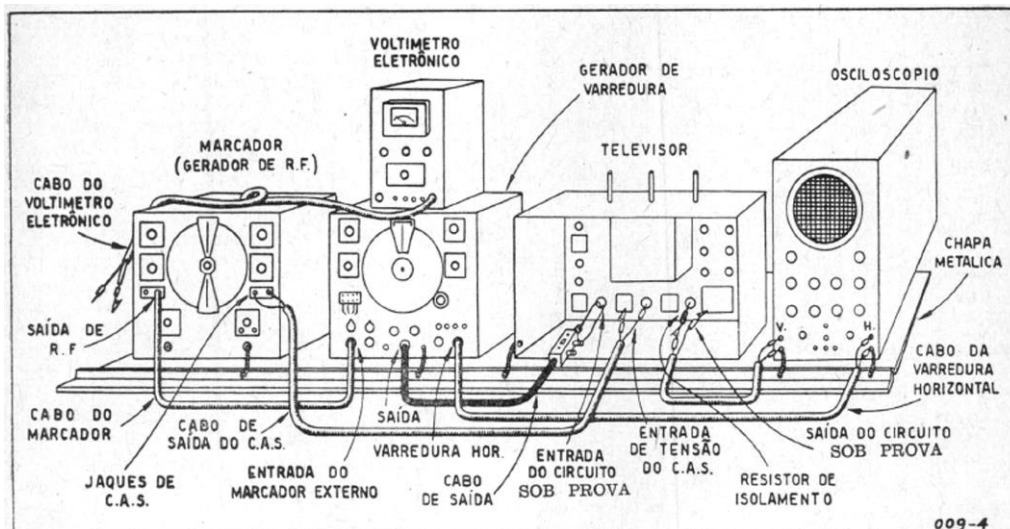


FIG 2 – Instrumental para calibração de televisores

O assunto motivou a publicação de artigos publicados de março a junho de 1952, detalhando todo o processo de calibragem de um receptor de TV.

E hoje em dia alguns técnicos reclamam quando da troca de um componente qualquer do tipo SMD.

O número de maio de 1952 traz em sua capa uma informação importantíssima, que viria alterar a linha editorial da revista. Tratava-se de um pequeno destaque, onde se lia: “Incluindo Radio & Television News – Edição brasileira autorizada”. Tal como nos explica Gilberto Affonso Penna no Editorial, o Convênio assinado entre a Editora Antenna e a Ziff-Davis Publishing Co. foi uma tentativa de se contornar o problema da falta de escritores técnicos no País.

O artigo de estreia foi o “Interpretando a imagem de prova”, de Ken Kleydon, seguindo-se mais quatro artigos originais da Radio & Television News. O último dos quais é totalmente dedicado ao Transistor.

Salvo engano, é a primeira vez que é publicado na imprensa brasileira um estudo completo sobre aquele componente. Embora seja citado o autor de tais artigos, não é feita qualquer referência ao tradutor, levando-se a supor que tal tarefa tenha sido realizada pelo próprio Dr. Gilberto.

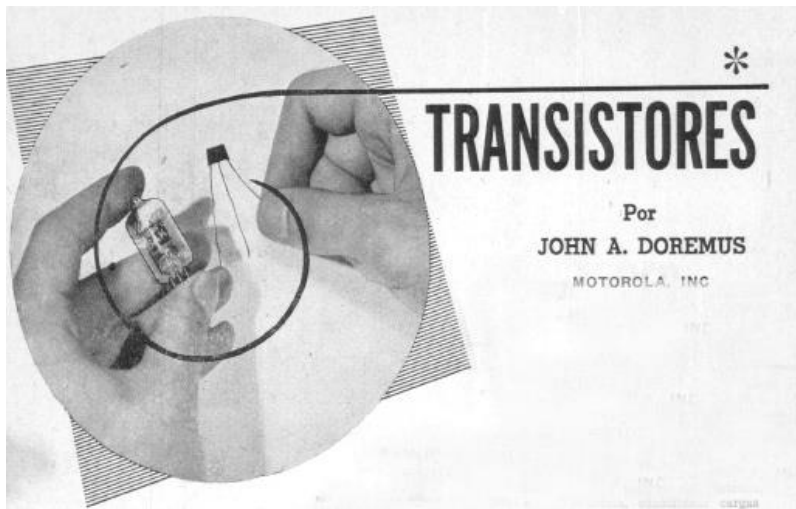


Figura 3

No exemplar referente a julho de 1952 é publicada a descrição completa e detalhada de um investigador de sinais, equipamento imprescindível para os rádio-reparadores da época. Seu autor, Pierre Henri Raguene, a quem tive o prazer de conhecer pessoalmente, iria se tornar um dos maiores colaboradores de Antenna. Vale a pena se observar a montagem do equipamento e a perfeita distribuição dos componentes, seguindo um modelo comum a todas as montagens publicadas na revista.

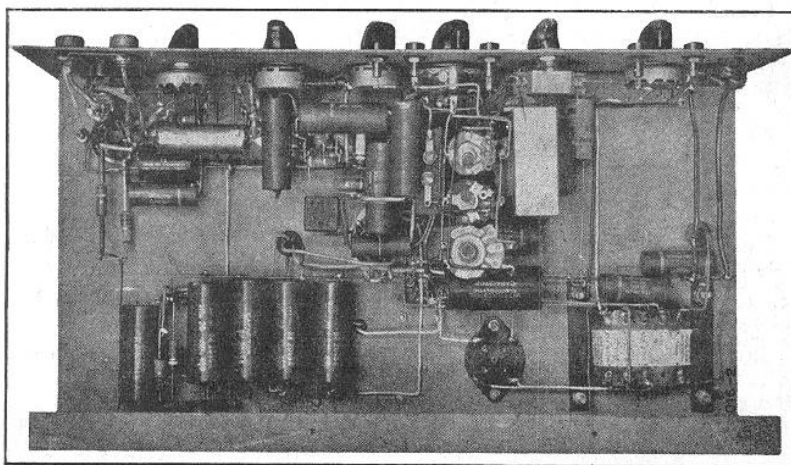


FIG 4 – Tipo de montagem padrão para publicação em Antenna

No mesmo número, ressurge o termo “Alta- Fidelidade”, em artigo original da Radio & Television News. Devido ao grande interesse pelo assunto, que tinha como consequência o surgimento de polêmicas quase que intermináveis, no número de novembro/dezembro de 1952, Antenna publicou um artigo sobre um amplificador de alta-fidelidade, com características até então não alcançadas.

Levando o sobrenome de seu autor, o “Cunha Lima” impressiona de início por suas dimensões: Afinal de contas, são dois chassis com um total de dezessete válvulas!



FIG 5 - O “Cunha Lima” e equipamentos de prova

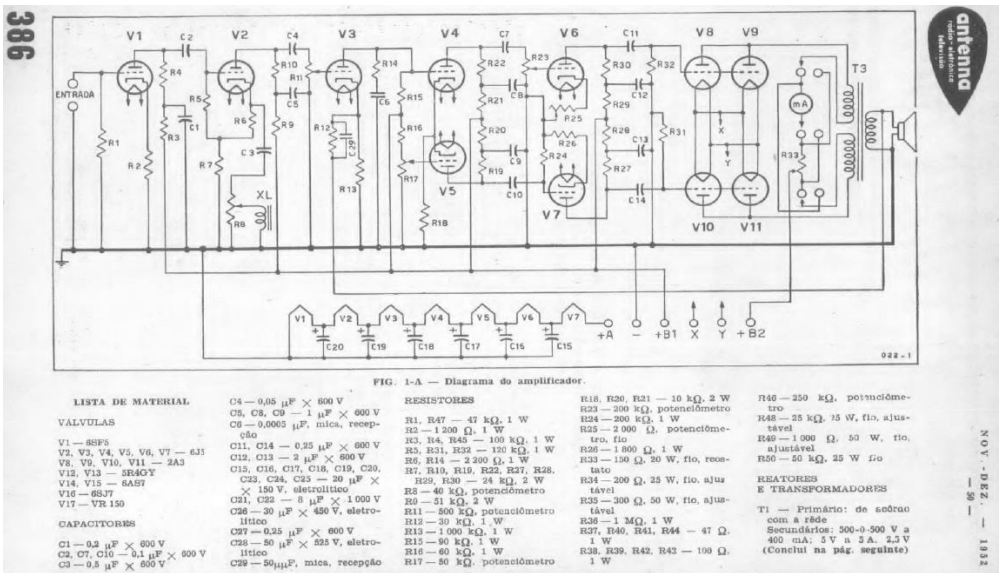


FIG 6 – Diagrama Esquemático do “Cunha Lima”

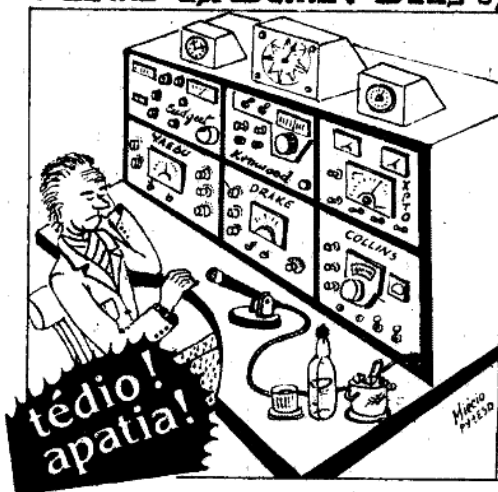
Apesar de sua potência de 15W ser considerada reduzida para os dias atuais, os níveis de distorção observados nos instrumentos de prova, e confirmados pela equipe de redatores de Antena, foram considerados como desprezíveis, mantendo a forma de onda quadrada até 15KHz.

Se você é apreciador dos equipamentos “Vintage”, quem sabe irá se animar em montar uma réplica do “Cunha Lima”...

CQ* RADIOAMADORES

Quem Se Lembra do “Capyau”?

O “Capyau” apresenta: “Duas opções de um mesmo HOBBY”



Esta charge representa o que há de mais puro, a essência, a alma do radioamadorismo. O desenho é do colega já falecido (SK) há muitos anos, o Miécio Ribeiro de Araújo, que tinha o indicativo de PY1XD (antigo PY1ESD).

Ele era um bancário aposentado que se mudou para a “roça”, no interior do Rio de Janeiro, para um local onde não havia sequer eletricidade.

Sua história é muito linda e foi publicada em diversas edições de Eletrônica Popular.

Uma das primeiras providências do “Capyau” foi produzir eletricidade em seu sítio, visto que a região tem morros e quedas d’água. Comprou, num ferro velho, um gerador CC e assim – com corrente contínua mesmo – produziu eletricidade e, como consequência, belas montagens de transmissores QRP valvulados.

E para quem gosta de literatura técnica, não é tarde dizer que você pode comprar a coleção inteira da revista Antena/Eletrônica Popular em DVD. Procure no sítio www.anep.com.br

*A cargo de Ademir, PT9HP

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*



Quase um “Heathkit”



Nos tempos áureos da eletrônica e do faça-você-mesmo, o lançamento de um kit causou sensação, na década de 1960, entre os montadores brasileiros: o Transdougla B09020.

O receptor Douglas modelo 9020, também chamado “Transdougla” foi lançado em meados de 1960 em forma de conjunto para montagem. Foi anunciado pomposamente como o “Maior Lançamento de Nossos Tempos na Indústria Eletrônica”. Foi o primeiro kit completo — ou seja, com todas as peças mecânicas, gabinete, monobloco, componentes eletrônicos, tudo, inclusive os parafusos — comercializado no mercado brasileiro para a construção de um receptor transistorizado, de mesa, de boa qualidade.

Era um projeto que se destacava por ter um circuito bem elaborado e pelo detalhamento prático da montagem. Teve enorme procura entre os montadores. O aparelho adotava subchassis feitos em material isolante, com terminais soldáveis fixados em fábrica.

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

As instruções de montagem eram tipo passo-a-passo, como os produtos da linha norte-americana Heathkit, famosa por seus conjuntos Do-It-Yourself, “faça-você-mesmo”. A linha da Heathkit abrangeu centenas de produtos: instrumentos de medições, amplificadores de alta fidelidade, receptores de comunicações, transmissores de radioamadores e muitos outros equipamentos em forma de kits.



A apresentação do conjunto Douglas 9020 foi feita em anúncio ocupando as páginas centrais, em papel couchê, da edição de outubro de 1960 da Revista Monitor de Rádio e Televisão.

O conjunto da Douglas era a resposta aos sonhos dos montadores iniciantes. Mesmo quem não tinha familiaridade com diagramas esquemáticos ou com a novidade dos transistores podia montá-lo, baseando-se nas ilustrações, bem detalhadas, mostrando as ligações a serem feitas entre os componentes.

Caso o receptor não funcionasse após a conclusão da montagem, o fabricante Douglas se comprometia a receber o aparelho de volta, para repará-lo, “acompanhado de cheque visado de Cr\$ 400,00”.

Muitas unidades do receptor Douglas modelo 9020 montamos em nossa oficina. O desempenho do circuito era muito bom. O monobloco (conjunto de bobinas) tipo B02024 do aparelho vinha pré-calibrado de fábrica, praticamente não necessitando de reajustes após a conclusão da montagem.

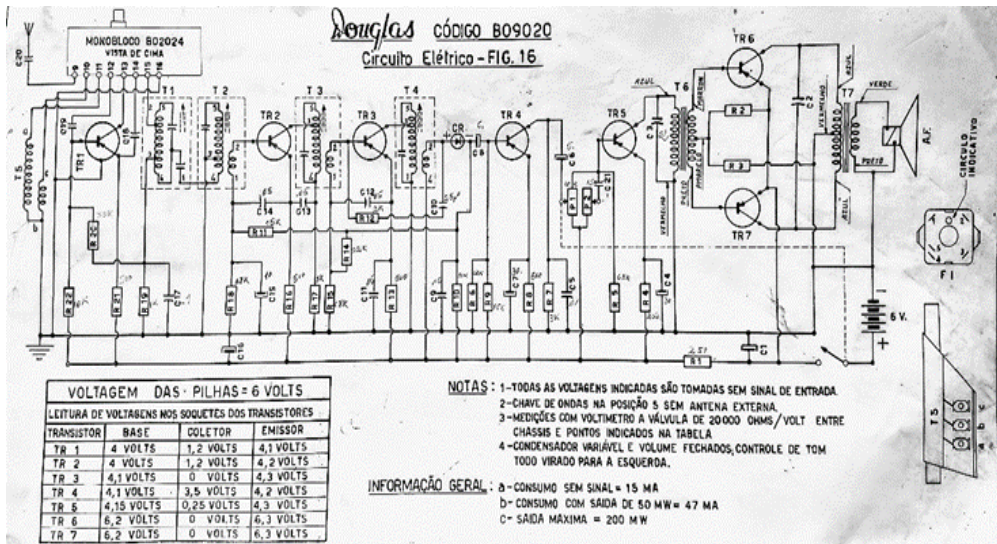


Diagrama esquemático completo do receptor Douglas 9020, de cinco faixas de ondas (média e curtas). No texto comentamos sobre os capacitores C8, C6 e C21 que, mesmo novos, “davam um baile” nos montadores iniciantes.

Os transistores de germânio (OC170, 2 X OC45, OC71, 3 X OC72) e o diodo de germânio (OA79) já vinham pré-testados, mas os capacitores provavelmente não.

Entre os capacitores houve lotes de eletrolíticos novos, adotados para acoplamento entre os estágios do receptor, que apresentavam fugas que afetavam o bom funcionamento do rádio.

Tudo indica que falhou o controle de qualidade nos capacitores eletrolíticos por parte do fabricante do componente.

Como explicamos em “Dicas e Diagramas” da edição de fevereiro de ANTENNA, p. 11 (<https://revistaantenna.com.br/fevereiro-2024/>), os circuitos com transistores operam em baixa impedância, necessitando de valores mais elevados de capacitância na função de acoplamento.

Daí passaram a ser utilizados, para acoplamento, capacitores eletrolíticos tipo miniatura. Os capacitores eletrolíticos, mesmo novos, apresentavam correntes de fuga elevadas, que alteravam a polarização de base dos transistores.

Na edição referida de ANTENNA esmiuçamos o problema. Uma alteração de apenas 0,5V na polarização de base de um transistor, por corrente de fuga em algum eletrolítico de acoplamento, desencadeava o mau funcionamento do circuito.

FIG. 7 - MONTAGEM DO CANAL DE R.F., F.I. E ÁUDIO (VISTO POR CIMA)

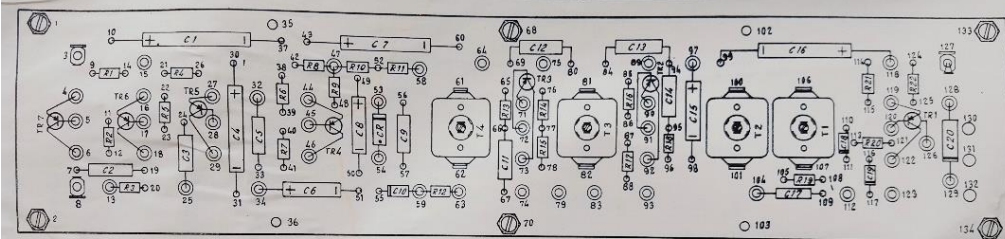
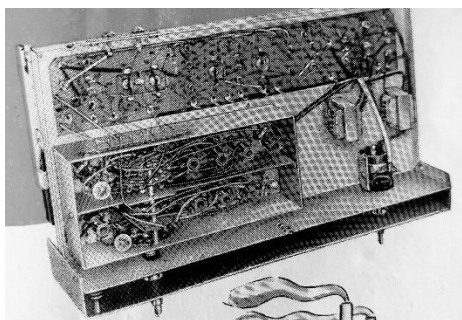
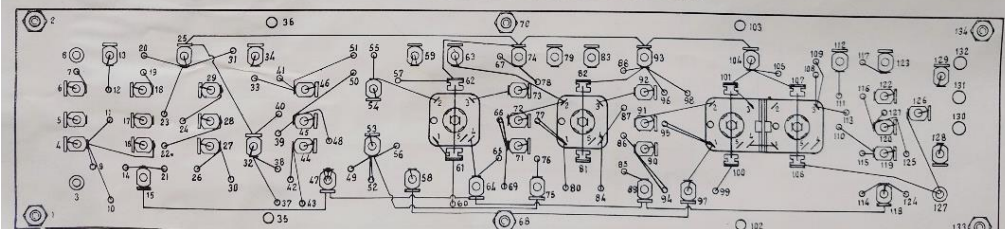


FIG. 8 - MONTAGEM DO CANAL DE R.F., F.I. E ÁUDIO (VISTO POR BAIXO)



A montagem dos componentes do kit era feita em bastidores de placas de fibra, com terminais para ligações através de fios. Outro ponto crítico era as soldagens: muitos montadores não dominavam adequadamente as técnicas de soldagens de semicondutores nos terminais das placas de fenolite, danificando os componentes por excesso de temperatura.

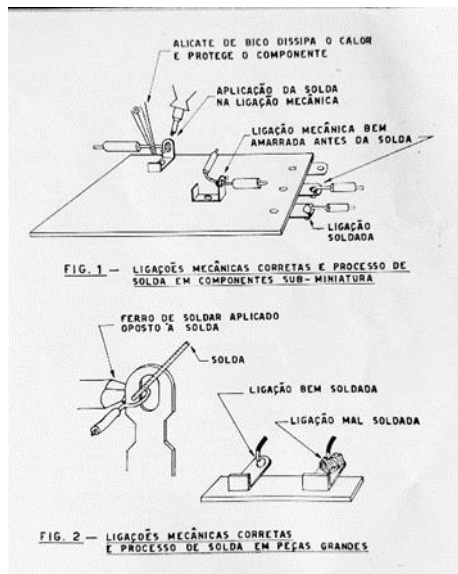
O mau funcionamento do circuito deixava muitos montadores e reparadores desconcertados. Como não conheciam todos os “macetes” dos circuitos com transistores — ainda uma novidade — alguns equivocadamente tentavam “acertar” a polarização alterando o resistor de base ou substituindo o transistor por um “sem defeito”.

Outras complicações aconteciam nas soldagens: apesar das muitas advertências contidas nas instruções fornecidas pelo fabricante do kit do aparelho, alguns montadores utilizavam ferros de soldar de elevada potência e até pasta de soldagem nos componentes.

As recomendações eram para o uso de soldadores de ponta fina de 40 a 60W, no máximo. Houve reparadores que não seguiam as instruções e se metiam a montar o kit empregando o mesmo soldador, de elevada potência, das soldagens em chassi metálico, do tempo das válvulas.

Isso quase sempre provocava danos catastróficos nos delicados transistores de germânio tipo PNP do circuito e/ou afrouxava os terminais na placa. Um bom número de montadores não estava suficientemente preparado para trabalhar com as novas tecnologias advindas com os semicondutores.

A Douglas preocupou-se em fornecer instruções bem detalhadas e claras sobre os cuidados necessários nas soldagens com os delicados transistores – uma novidade para a época. Soldagens mal feitas provocavam danos nos transistores de germânio do projeto, além de problemas na placa e em outros componentes. Foi um kit avançado demais para a época? Acreditamos que não. Os mais cuidadosos e atentos executavam a montagem com sucesso. Foi um ótimo produto, quase um Heathkit, mas que infelizmente não durou no mercado.



O Douglas B09020 foi um interessante conjunto de montagem. Chegou a ser identificado como “o conjunto do futuro” nas publicações técnicas e quase foi o primeiro estilo “Heathkit” brasileiro.

Quem foi a Heathkit? Foi a marca de produtos da Heath Company, uma empresa fundada em 1911 por Edward Heath. Iniciou como E.B. Heath Aerial Vehicle Co., que fornecia uma aeronave leve, denominada Parasol, em forma de kit para montagem.

Em 1947 lançou o seu primeiro kit eletrônico: o osciloscópio O1. O tubo era surplus, de estoque de sobras de guerra. Foi um sucesso estrondoso. Seguiram-se vários outros kits eletrônicos, de equipamentos de teste, alta fidelidade e áudio residencial, radioamadorismo etc.

Há aparelhos Heathkit espalhados pelo mundo todo, funcionando perfeitamente ainda hoje. Há estimativas indicando que chegam a 5 mil os itens Heathkit ofertados em sites de vendas como o eBay – por dia.

Futuramente voltaremos a falar da Heathkit, quando mostrarmos detalhes de alguns dos equipamentos (multímetro e provador de válvulas, por exemplo) que nos acompanham e que atualmente estamos restaurando. Até lá.

Para os reparadores adeptos do DIY, faça-você-mesmo, enquanto isso, fiquem se deliciando com alguns produtos do catálogo de kits da Heathkit das décadas de 1950, até fins de 1960:



Indicadores de sintonia DM70 e DM71

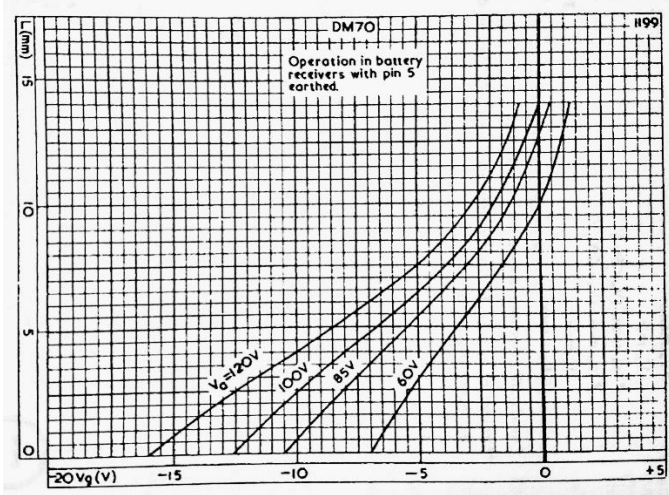
Muito antes do aparecimento dos dispêis de LEDs, eram as válvulas indicadoras de sintonia, ou “olhos-mágicos”, que acrescentavam um “toque extra” na categoria do receptor. Olhos-mágicos são relíquias que continuam sendo admiradas, do tempo da termiônica.



Válvula tríodo de aquecimento direto, indicadora de sintonia, com visualização em coluna tipo “ponto de exclamação” ou “buraco de fechadura” (keyhole), subminiatura, DM71 Philips. A DM71 é praticamente idêntica à DM70: a diferença é principalmente na base. A DM71 é com pinos para inserção em soquete; a DM70 foi fabricada com fios de ligações na base. Ambas são para Vf de 1,4V @ 25mA. Tensão característica de trabalho no anodo do tríodo: 90V em circuitos a bateria e 110V (com resistor de placa de 470kΩ) em circuitos alimentados pela rede de CA.

Preciosidades como a DM70, DM71 (e a DM160, uma outra subminiatura) continuam atraindo a atenção dos colecionadores de equipamentos antigos. A DM70 foi lançada pela Mullard, mas o mesmo tipo de válvula também existiu gravada como Ferranti GB, como Philips, da Holanda, e Siemens na Alemanha. Nos Estados Unidos a DM70 era identificada como **1M3**, com a marca Amperex, uma subsidiária da Philips.

Além de indicadores de sintonia em receptores e de nível de áudio, esses pequenos tríodos também serviram como indicadores de sinal e tensão, de porcentagem de modulação ou potência de saída em transmissores, em substituição aos então caros e escassos, durante a guerra, medidores de ponteiro. A DM70 da Mullard foi empregada inclusive em barômetros de precisão usados pela Marinha e pela Aeronáutica britânica.



Comprimento "L" da coluna fluorescente da válvula DM70, tendo por base as várias tensões negativas de grade e com o anodo funcionando em 120, 100, 85 e 60V, em equipamentos a baterias (pino 5 conectado à massa). Fonte: manual de válvulas Mullard.

A área da imagem luminosa das DM70 e DM71 é em formato de ponto de exclamação. A DM160, em vez da abertura em forma de ponto de exclamação entre placa-grade, possui uma grade em formato helicóide entre o filamento e o anodo luminoso. Inicialmente foram desenvolvidas para operação em receptores portáteis, funcionando a baterias.

Depois passaram a ser utilizadas também em receptores alimentados pela tensão alternada da rede, através do secundário de 6,3V do transformador. Com as DM70 e DM71, em 6,3VCA é preciso inserir um resistor de 2.200 ohms, 1W, em série na alimentação do filamento (o manual Mullard indica no pino 4 da válvula). Caso o secundário de 6,3 V tenha derivação central de 3,15V, o resistor em série no pino 4 da válvula deverá ser de 82 ohms, 0,5W.

Neste vídeo do YouTube, de autoria do experimentador Termadnator, pode ser visto o funcionamento do tríodo Siemens DM70: <https://www.youtube.com/watch?v=xGK5H2TdaV0>. Em circuito indicador de sintonia, com o anodo em 85V e com tensão de grade de -10V, a área do ponto de exclamação mantém-se “apagada”. Com a tensão de polarização de grade aproximando-se dos 2V positivos, em repouso, o ponto de exclamação ilumina-se em todo o comprimento.



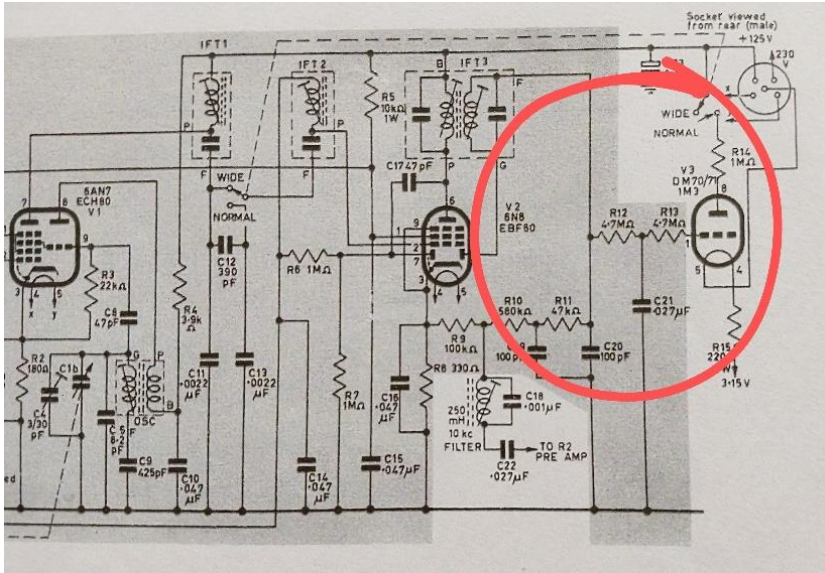
Válvula Philips subminiatura, tipo DM71, vista pela parte traseira do “ponto de exclamação”.

A luminescência/sombreamento do “ponto de exclamação” ou “buraco de fechadura” é controlada pela variação da tensão de polarização de grade. O tríodo é frágil e bastante sensível: cuidados precisam ser tomados no manuseio e para que não ocorra a introdução de ronco na grade. Nos manuais de válvulas Philips Miniwatt encontram-se circuitos para minimizar a captação de ronco pela válvula. Não custa lembrar que as medições de tensões nas grades sensíveis das válvulas precisam ser feitas com voltímetros de elevada impedância de entrada, para não carregar o circuito e falsear a leitura.

Nas DM70 e DM71, o anodo é recoberto com material fluorescente, visível através da abertura da grade. O comprimento “L” na “coluna” fluorescente observada através da grade depende da variação negativa/positiva do potencial da grade, dentro de \pm uns 10V.

Consulte o manual de válvulas para saber qual dos pinos do filamento deve ser ligado à massa: para circuitos operando com baterias um dos pinos 4 ou 5 deve ser ligado à massa do circuito demodulador do receptor, para uma operação satisfatória. Em aparelhos operando em CA, o pino 5 é que deve ser ligado para o lado de massa do circuito de demodulação para uma operação satisfatória do “olho-mágico”. A grade sensível da DM70 e DM71 é no pino 1.

No diagrama esquemático a seguir aparecem as ligações típicas, com os valores dos componentes, de um indicador de sintonia tipo DM70 usado num circuito de sintonizador valvulado da Mullard:



Uso do olho-mágico DM70 como indicador de sintonia em circuito da Mullard. O resistor de 2.200 ohms em série no pino 4 indica que a válvula está alimentada com 6,3V no filamento. Circuitos com retardos ou CAGs diferentes podem necessitar de retoques nos valores dos componentes ou de alterações na forma de ligação da válvula indicadora de sintonia.

Pela reparabilidade e contra a obsolescência programada

MANIFESTO PELO REPARO

CONSIDERAMOS SER EVIDENTES ESTAS AFIRMAÇÕES

O QUE NÃO SE PODE CONsertar NÃO LHE PERTENCE

REPARAR É MELHOR DO QUE RECICLAR
Prolongar a vida útil dos objetos é mais eficiente e econômico do que explorar seus materiais-primas.

REPARANDO VOCÊ APRENDE ENGENHARIA
A melhor forma de entender como algo funciona é desmontá-lo.

REPARAR ECONOMIZA DINHEIRO
Reparar objetos custa menos caro do que comprar novos. Faça você mesmo, e você economiza dinheiro.

REPARAR SALVA O PLANETA
A Terra tem recursos naturais limitados. Uma fonte deles esgotam. A melhor forma de ser eficiente é reusar o que já é nosso.

REPARAR

UNE PESSOAS A OBJETOS

DISPOSITIVOS QUE PODEM SER ABERTOS
DOCUMENTAÇÃO PARA REPARAR TUDO
REPARAR OBJETOS NA PRODUÇÃO DE NOSSOS LARGOS E BREVES MATERIAIS

REPARAR É CONTRA A ENTROPIA ECOLÓGICA

REPARAR É

TEMOS O DIREITO DE

ESCOLHER NOSSO TÉCNICO DE REPARO
REMOVER ETIQUETAS 'NÃO REMOVA'

REPARAR É

PORQUE REPARAR

PARAFUSOS NÃO PROPRIETÁRIOS
REMOVER ETIQUETAS 'NÃO REMOVA'

REPARAR É

LIBERDADE ECONÔMICA DIVULGAR E REUSAR MATERIAIS

E FLORESÇAM PARA A RECONSTRUÇÃO DE PROBLEMAS
PISCAR RE REPOSIÇÃO DISPONÍVEL, A PREÇO RAZONÁVEL

REPARAR É

CONTRIBUÍMOS EM COLABORAÇÕES (QUE SE POSSA)

INSPIRA OUSAR NO

REPARAR É

JUNTE-SE À REVOLUÇÃO COM A IPXIT.COM

Na estação de bombeiros da cidade de Livermore, na Califórnia, há uma lâmpada incandescente que funciona desde 1901. É chamada de **Centennial Bulb**. Continua acesa até hoje. Possui até câmera ao vivo na internet:

<http://bulbcam.cityofpleasontonca.gov/view/view.shtml?id=33683&image-path=%2Fmjpg%2Fvideo.mjpg&size=1> .

Qual é o enigma que se esconde atrás de uma lâmpada tão duradoura? Ela foi feita, artesanalmente, para durar. É um produto que não obedeceu à obsolescência programada que, dizem, nasceu em um acordo secreto, em 1920, entre os grandes fabricantes de lâmpadas.

O que temos nós, reparadores, restauradores e colecionadores de equipamentos antigos a ver com a obsolescência programada que impera atualmente? Muita coisa.

Produtos que não duram e que não podem ser reparados estão se acumulando em cemitérios de lixo eletrônico no mundo todo.

Prolongar a vida útil dos objetos é mais eficiente e econômico. Produtos duráveis e que podem ser reparados por usuários habilidosos economizam dinheiro e ajudam a preservar o ambiente e a história tecnológica.

A obsolescência programada gera muito dinheiro para as indústrias e aumenta o desperdício na sociedade moderna. Produtos que durem — e que sejam reparáveis pelos consumidores habilidosos — ajudam a salvar o planeta.

É preciso terminar com a prática empresarial da obsolescência programada, do contrário pouco sobrar para ser preservado e restaurado no futuro. Prolongar a vida útil dos objetos é mais eficiente, mais ecológico e mais econômico. Este vídeo revela o que representa a redução deliberada da vida útil dos produtos: https://www.youtube.com/watch?v=D56nut_9e8s .

Lâmpadas LED que não duram. Smartphones cujas baterias vêm coladas com adesivos industriais para evitar a sua substituição. Equipamentos eletrônicos com componentes de reposição não disponibilizados pelo fabricante. Parafusos exclusivos ou elementos de fixação que exigem ferramentas especiais, não encontráveis no comércio, impedindo o acesso para a troca de peças, estão se tornando cada vez mais comuns.

Estes são apenas alguns dos truques usados pelos fabricantes para evitar consertos e para acelerar a substituição dos produtos. Produtos que não duram e que apresentem defeitos? Que sejam jogados no lixo e que se comprem novos, querem eles.

Produtos duradouros beneficiam o consumidor e o ambiente, mas passaram a ser considerados uma tragédia para os negócios. Prolongar a vida útil dos produtos deixou de ser prioridade para muitos fabricantes.

O movimento ***Right to Repair*** (*Direito de Reparar*) é um esforço internacional contra a obsolescência planejada. Luta pela preservação do direito de conserto de eletrônicos, pela disponibilização de produtos duráveis, peças e ferramentas. Com isso milhares de oficinas de reparações e restaurações poderão se manter em atividade.

Com produtos descartáveis, não haverá objetos para serem preservados.

Como diz o manifesto, reparar é melhor que reciclar. Estudando e praticando reparações você aprende engenharia. O movimento *Right to Repair* está crescendo em muitos países. No Brasil está dando os seus primeiros passos.

Façamos parte dessa mobilização. No Google há muito material sobre o tema. Pesquise por ***Right to Repair*** e por ***IFIXIT***. Acompanhe!

Existe “voltagem” de “110V” no Brasil?

No Brasil não há “voltagem” — nem tensão de 110V na rede elétrica. Quem entende um pouco de eletrônica ou eletricidade não usa “voltagem”. Voltagem ou amperagem não são termos técnicos. É como usar, por exemplo, “cavalagem” para se referir à potência de um motor automotivo. O recomendável é ***tensão, corrente e potência***.

Em nosso país existem os níveis de tensão elétrica BT, baixa tensão, de 115, 127, 220, 230, 240, 254 e até 380 volts. Mas o padrão de tensão da ANEEL, Agência Nacional de Energia Elétrica, para consumidores residenciais e comerciais é de ***127 e 220 volts***.

Na maioria dos estados do Sudeste, Norte e Centro-Oeste é usada a tensão de 127 volts. Já nas regiões Sul e Nordeste, bem como em Goiás e no Distrito Federal o padrão é 220 volts.

O importante é ter em mente que a distribuição em 110 volts não existe. Outro ponto que precisa ser destacado é que a tensão nominal de 127 ou 220 volts é um valor eficaz “teórico”.

Na rede de distribuição de 127 volts das concessionárias a tensão poderá variar entre as tensões mínimas e máximas, permitidas pela ANEEL, de 116 a 133 volts. Em 220 volts, a tensão poderá variar, dependendo da concessionária, entre 201 e 231 volts.

A tensão de 254 volts, para quem não está familiarizado, ocorre nas distribuições rurais, no sistema de redes monofásicas MRT 254/127V, dentro do programa “Luz para Todos” do governo. O sistema foi implantado principalmente nas regiões interioranas de Minas Gerais, Paraná, Mato Grosso, Mato Grosso do Sul e Espírito Santo.

“MRT” significa Monofilar de Retorno à Terra, usando transformador cuja saída é com três terminais, 127-0-127V, e em cujos extremos as duas “fases” resultam em tensão de 254 volts. Para a conversão para as tensões padronizadas de 127 ou 220 volts são necessários autotransformadores nos equipamentos.



Os circuitos de aparelhos de procedência americana (foto da esquerda, sem marcação) geralmente eram projetados para operação em 115V, mas houve receptores fabricados até para tensões de 100V. Consulte a documentação técnica do equipamento. Aparelhos europeus (foto da direita) eram projetados quase sempre para utilização no mundo todo, daí contavam com seletor de tensões de entrada na fonte de alimentação. Para uso no Brasil, comutar sempre o seletor para a operação na tensão mais próxima da nominal da rede. No caso do aparelho Philips da foto, foi possível selecionar 125V, para a rede de 127V.

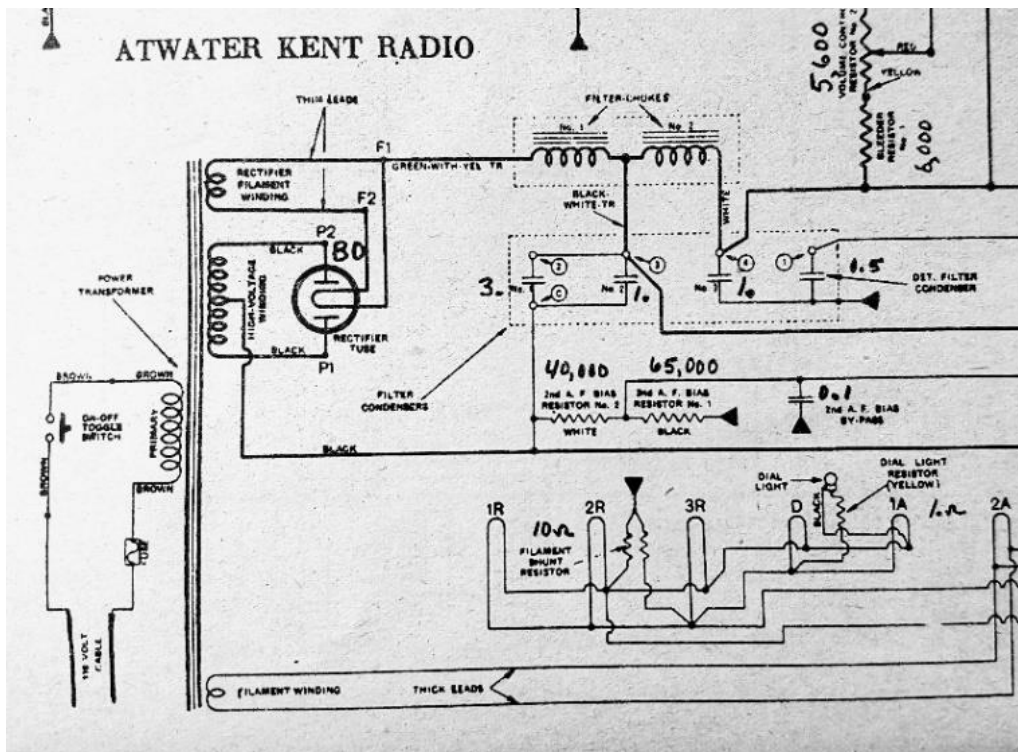
Lembre-se que rádios antigos, projetados para funcionamento em 100, 110 ou 115 volts, se ligados em tensão de 127 volts (que pode chegar a 133V) sofrerão sobretensão. Aquecerão mais e poderão se danificar. Se não se danificarem imediatamente ou em curto prazo, certamente terão a sua vida útil reduzida.

Em rádios antigos, principalmente os que ficaram muito tempo parados, com capacitores eletrolíticos comprometidos, quando colocados a funcionar com sobretensão, a elevada corrente inicial de surto poderá danificar componentes como as válvulas.

Grandemente prejudicados podem ser os rádios que adotam válvulas com filamentos de 1,5V e fontes adaptadas para uso nos atuais 127VCA. Qualquer sobretensão, mesmo de apenas 0,5V nos delicados filamentos dessas válvulas pode provocar a sua queima, principalmente se estas já são usadas.

Válvulas com linha de filamentos em série funcionando diretamente na tensão da rede também são críticas. Use sempre lâmpada-série e se possível, um Variac, alimentando o equipamento com uma tensão bem baixa, inicialmente.

Rádios antigos com transformadores cujo primário foi enrolado para 100, ou 115V, são outros fortes candidatos a panes catastróficas. Na década de 1930, alguns rádios americanos tinham transformadores, com um único enrolamento no primário, para 100 volts. Ligados na rede atual de 127 volts, que pode chegar a 133 volts, dependendo da concessionária de energia elétrica, esses receptores antigos sofrerão uma sobre-tensão que pode chegar a 33%, o que aquecerá o transformador e o queimará se o fusível for deficiente.



Fonte de alimentação do rádio Atwater Kent modelo 70, de 1926. O aparelho foi projetado para funcionamento em rede de 100V. É um receptor que não pode ser ligado, sem modificações, nas redes elétricas atuais de 127V.

Muito cuidado ao substituir transformadores de força queimados, de rádios antigos. Não adianta, às vezes, mandar enrolar um novo transformador “exatamente com as especificações do componente original”.

Se o transformador foi fabricado originalmente para operação em redes de 100VCA, por exemplo, como no Atwater Kent cujo esquema mostramos anteriormente, provavelmente queimará.

Entregue a tarefa para um profissional competente calcular e enrolar um novo transformador, capaz de operar nos níveis de tensões atuais. Confira sempre a tensão de funcionamento do receptor na documentação técnica do fabricante, principalmente no caso dos aparelhos americanos e torça para que as alterações no enrolamento caibam na apertada janela do núcleo antigo.

Houve escassez de materiais no tempo da Segunda Guerra. No esforço de guerra, muito do que era produzido foi dirigido para finalidades militares. Transformadores e metais para a produção de núcleos tornaram-se escassos em certo período. Na fabricação de componentes para uso civil, a economia no uso dos materiais era mandatária.



Transformador antigo, carbonizado. Refazer transformadores antigos requer atenção: não basta reenrolá-los seguindo fielmente a quantidade de espiras dos enrolamentos originais. Se o transformador era com primário para funcionamento em 100V ou 115V, por exemplo, sofrerá sobreaquecimento e se queimará novamente, se empregado nas redes elétricas atuais no padrão de 127V – que poderão chegar a 133V, dependendo da concessionária.

Nos transformadores os fabricantes procuravam utilizar a mínima quantidade possível de núcleos. Até a Philips teve vários modelos de receptores cujos transformadores operavam “no limite”, com pouco ferro no núcleo. Tudo isso determina que o uso dessas antiguidades, nas redes elétricas atuais, seja feito com o máximo cuidado possível.

Até próxima edição, pessoal! Fiquem em contato, boas restaurações a todos. Usem transformador isolador. Não esqueçam, na bancada, o ferro de soldar ligado!

— ••• ••• —



Um Simples Medidor de hFE para Transistores de Baixa Potência.



FM Timi*

Parte I

Construir os próprios instrumentos é uma atividade comum ao 'hobby' da eletrônica. E, um medidor de ganho ou hFE é sempre útil na bancada do experimentador, ou profissional.

O presente instrumento foi projetado para medir o ganho de corrente de transistores bipolares (BJT) de baixa e média potência, comumente encontrados nos encapsulamentos TO-92, TO-18, TO-126 e outros.

O circuito é simples e fácil de montar e utilizar. Auxiliando no emparelhamento (casamento) de transistores em hFE ou na escolha da unidade mais adequada para um projeto específico.

Pré-amplificadores e amplificadores de alta-fidelidade, conversores digitais-analógicos discretos, instrumentação e fontes reguladas são exemplos de aplicações onde quase sempre se requer transistores casados em hFE. Sejam em estágios diferenciais, amplificadores de transcondutância, espelhos de corrente, ou outros circuitos.

Sabemos que transistores convencionais (não Darlington) apresentam raramente ganhos superiores a 800. Portanto, um instrumento que meça até 2000 já é adequado. O circuito aqui apresentado vai um pouco além, fornecendo leituras de ganhos de até aproximadamente 6800.

No presente medidor o hFE é diretamente proporcional à tensão medida e corresponde a 1 mV por unidade de ganho. Ou seja, para um ganho igual a 10, teremos 10 mV; para ganho 100, teremos 100 mV, e assim por diante.

Para simplificar a montagem e reduzir custos, as leituras são feitas diretamente em um voltímetro digital externo, conectado aos bornes +DVM e -DVM. Ou, se o leitor preferir, poderá montar um voltímetro com base no ICL7107 ou 7106, por exemplo, e incorporá-lo ao medidor de hFE. A resistência de entrada do voltímetro deve ser, preferencialmente, maior que 10 MΩ.

A opção mais simples, no entanto, seria utilizar o multímetro digital que o leitor já possui, configurando-o para a função de medição de tensão contínua (DCV).

A maioria dos multímetros digitais tem uma resistência de entrada de aproximadamente 10 MΩ em todas as faixas. E, alguns modelos podem apresentar uma resistência de 100 MΩ ou superior nas primeiras escalas de tensão contínua. Sendo que todos são apropriados para a presente finalidade.

***Projetista de Equipamentos High-End de Áudio**

Há, todavia, “multímetros” digitais questionáveis que podem apresentar resistências menores que 10 MΩ, embora seus fabricantes ocultem essa informação ou forneçam dados inverídicos.

Por exemplo, um popular “multímetro” de um fabricante chinês, comercializado com diferentes marcas, além da classificação de segurança, CAT, ser falsa — pondo em risco a integridade física do operador —, apresenta uma resistência de entrada de apenas 5MΩ em baixas tensões, ainda que o valor de 10 MΩ seja informado na ficha técnica.

Multímetros de alta qualidade de marcas renomadas, como Fluke, Gossen Metrawatt, Hioki, Keysight, Sanwa e Yokogawa, entre outras, não apresentam esses problemas. São instrumentos dignos de confiança, embora possam ter um custo mais elevado. Além disso, são esses os instrumentos que se recomenda para uso em bancada ou campo, independente do leitor ser hobista ou profissional.

Algumas informações a respeito de multímetros digitais podem ser encontradas na quarta parte de uma série de textos publicados entre 2020 e 2022. Essas informações estão disponíveis para consulta no seguinte endereço:

https://www.timiaudio.com.br/fmt/conselhos_entusiasta_part4.htm

Obs.: Todo o site, incluindo este link, só pode ser visualizado corretamente em computadores.

Devido às variáveis envolvidas no mundo real, a exatidão não é prioritária em um medidor desprezioso de hFE, como o aqui apresentado. No entanto, é importante que ele seja preciso, permitindo-nos selecionar transistores com ganhos próximos e dentro da faixa desejada.

Caso haja interesse por parte do leitor, mais informações acerca de exatidão e precisão podem ser encontradas no mesmo artigo mencionado anteriormente.

Teoria

A corrente do coletor (I_c) de um transistor é, resumidamente, a corrente da base (I_b) multiplicada por seu hFE. Se a corrente da base for conhecida, o hFE pode ser calculado ao medir a corrente do coletor e dividir o valor obtido por I_b . Figura 1.

A corrente de emissor (I_e) será a soma das correntes de base (I_b) e coletor (I_c).

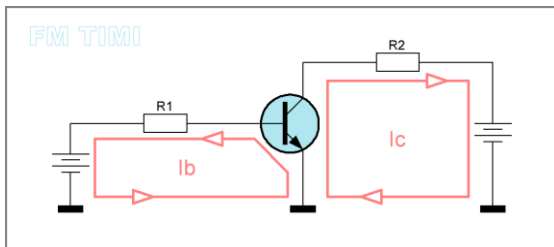


Figura 1.

O exemplo mais simples de um medidor de hFE é provavelmente o apresentado na Figura 2. Sua excessiva simplicidade, no entanto, resulta em limitações. Como podemos observar, a corrente da base (I_b) é fornecida por um resistor de valor fixo (R_1), conectado a uma fonte de tensão constante. Portanto, I_b depende não apenas do valor da resistência de R_1 e da tensão de alimentação, mas também diretamente de V_{BE} e da temperatura da junção.

Convém notar que, nos transistores, a V_{BE} diminui à medida que a temperatura aumenta, resultando, neste caso, em uma elevação em I_b . Tal aspecto altera o valor do hFE mensurado por esse e outros medidores com essa característica, dificultando o pareamento dos transistores.

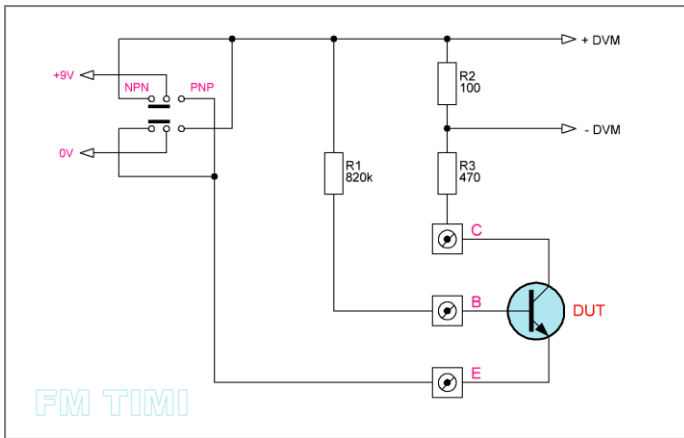


Figura 2.

Um aperfeiçoamento desse circuito pode ser visto no esquema simplificado da Figura 3. Nele, o desempenho foi melhorado com o acréscimo de uma fonte de corrente constante para a base do transistor. Ao estabilizar a corrente da base, ela deixa de depender de V_{BE} e de sua respectiva relação com a temperatura da junção. No entanto, para o funcionamento adequado do medidor, é necessário que existam duas fontes de corrente. Estas fontes devem ser simétricas e complementares, para a medição de transistores NPN e PNP, respectivamente. A obtenção dessas duas correntes simétricas e complementares não é uma tarefa trivial. Isso exige o uso de circuitos de precisão, compensados em temperatura.

A compensação é relevante para garantir que o desempenho do medidor não seja afetado por variações na temperatura ambiente. Por conseguinte, um instrumento completo não será tão simples como a topologia ilustrada na Figura 3. Na verdade, o medidor terá um maior número de componentes e, geralmente dois ou mais ajustes de correntes para que o aparelho seja calibrado.

Quando bem projetado, esse circuito pode ser insensível às variações na tensão de alimentação.

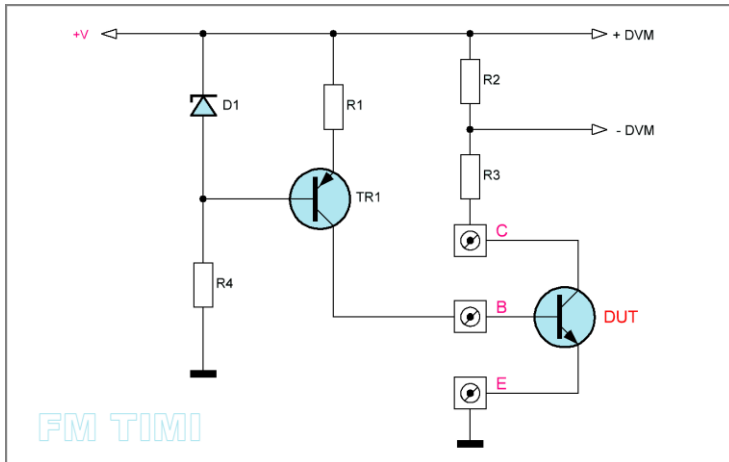


Figura 3.

Princípio de funcionamento

A Figura 4 traz o diagrama esquemático completo do medidor de hFE.

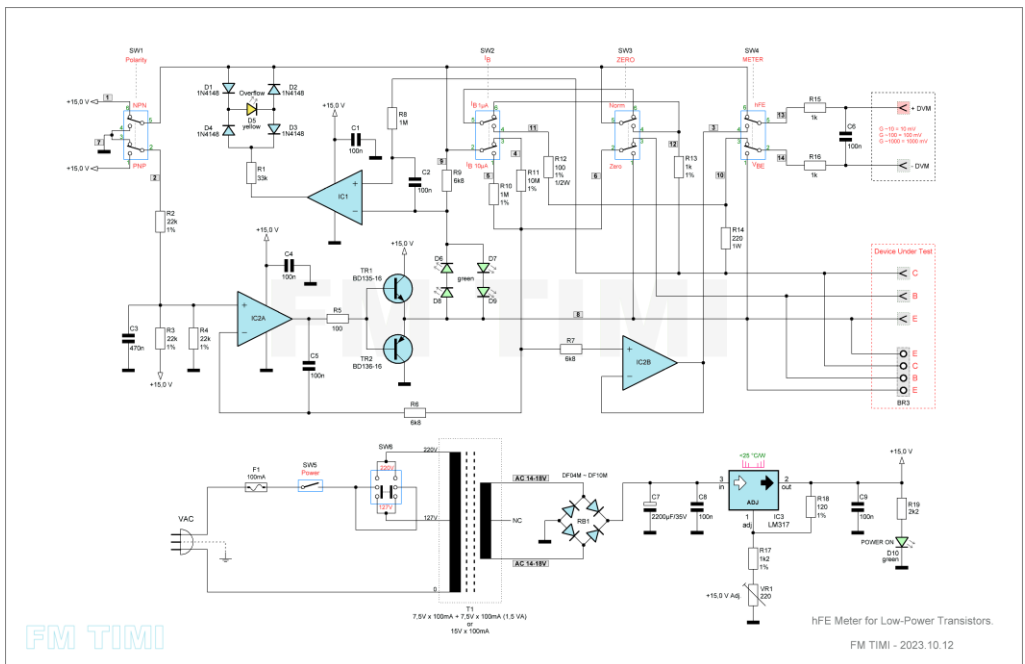


Figura 4.

A topologia básica do circuito é vista na Figura 5 e lembra aquela da Figura 2, onde a corrente da base é fornecida por R1.

No entanto, agora a junção base-emissor do transistor sob teste (DUT) faz parte da malha de realimentação negativa de um amplificador operacional. Este amplificador ajustará a tensão do emissor para igualar o potencial da entrada inversora, assim como o da base, ao da referência presente em sua entrada não inversora. Fixando dessa forma a tensão na base do transistor. Por consequência, a corrente através de R1 permanecerá constante. Dado que a junção base-emissor está em série com esse circuito, podemos concluir que a corrente da base não será afetada pela queda de tensão na junção nem pelas variações de temperatura.

Uma qualidade adicional desse estágio é fornecer correntes equivalentes para transistores NPN e PNP, mediante poucas alterações.

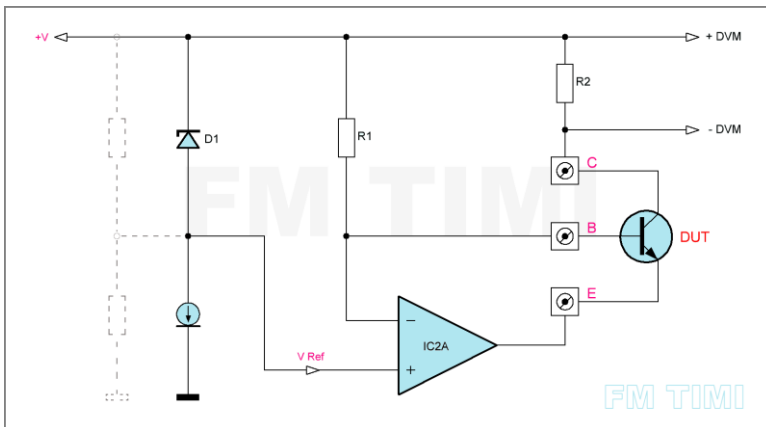


Figura 5.

D1 não é um simples diodo Zener, como mostrado no desenho, mas sim uma referência de precisão. Essa referência pode ser constituída por um circuito integrado e alguns componentes externos, ou exclusivamente por componentes discretos, dependendo das opções disponíveis e das características técnicas almejadas. Isso garantirá que a corrente da base permaneça independente das flutuações na tensão de alimentação. Em razão da exigência de uma referência precisa, estabilizada em temperatura, na prática, o circuito será mais complexo que o ilustrado ou exigirá componentes difíceis de adquirir no mercado brasileiro.

Por esse motivo, e com o objetivo de manter o projeto acessível a todos, optou-se por uma solução baseada em um divisor de tensão resistivo. A escolha foi possibilitada em razão de que a fonte de alimentação regulada fornece a estabilidade de tensão necessária para manter a corrente de base dentro dos parâmetros requeridos para o projeto. Portanto, é essencial que a fonte esteja corretamente ajustada e que o regulador LM317 seja de alta qualidade.

O circuito final é simples, de baixo custo, apresentando boa estabilidade térmica e simetria da corrente.

Apesar do desempenho do circuito depender, em parte, do amplificador operacional utilizado, espera-se que a assimetria da corrente entre transistores dos tipos NPN e PNP seja menor que 1%.

A acurácia do medidor mostrou-se adequada ao propósito do projeto, mesmo considerando a tolerância dos resistores e demais variáveis.

A chave SW1 é responsável por determinar a polaridade adequada para transistores NPN ou PNP.

O IC2A e componentes associados mantêm constante a corrente de base (I_b) do transistor sob teste. Como já explanado, isso ocorre independentemente da temperatura da junção e da tensão base-emissor (VBE). Contribuindo para leituras um pouco mais estáveis, especialmente quando comparadas àquelas fornecidas por medidores cuja I_b depende diretamente de VBE e da temperatura.

A corrente de base do transistor sob teste será de 1 μA ou 10 μA , dependendo da seleção feita por meio da chave SW2.

Por razões de segurança, estabeleceu-se um limite para a corrente máxima do coletor, ou IC (considerando os bornes de coletor e emissor em curto). O limite é de 10 mA para uma corrente de base de 1 μA , e será de 33 mA quando a corrente de base for definida para 10 μA .

Quando não há corrente elétrica passando pela base de um transistor, não deve haver corrente significativa de coletor. Isso significa que o transistor está em corte e não apresentará ganho. Um transistor defeituoso que apresente fuga excessiva de corrente pode causar leituras incorretas do hFE e comprometer a medição.

Para verificar se, na ausência da corrente de base, a leitura do ganho será igual a zero, foi adicionada a chave SW3.

Momentaneamente, colocamos essa chave na posição “Zero” e verificamos se a tensão exibida no multímetro é inferior a 1 mV. O ideal é que seja zero, especialmente para transistores de silício.

Após essa verificação, podemos alterar a posição da chave para “Norm” e realizar a leitura do hFE.

No caso de um transistor defeituoso ou ligado com terminais invertidos, o LED D5 poderá acender.

Se o leitor notar uma corrente de fuga maior do que a esperada para um transistor original, que deveria estar em perfeitas condições, isso pode indicar a presença de umidade ou a contaminação por algum outro agente entre os terminais.

Lavar o transistor com álcool isopropílico, idealmente anidro, e secá-lo bem, poderá ser de ajuda.

Atenção:

*O álcool isopropílico (propan-2-ol) anidro é **altamente inflamável!***

Ao manipular álcool isopropílico, lembre-se de fazê-lo sempre distante de chamas e faíscas elétricas, em um ambiente bem arejado, e de usar luvas impermeáveis e óculos de proteção.

Muitos produtos químicos, aparentemente inofensivos, podem prejudicar a saúde se usados regularmente e de forma inadequada. O álcool isopropílico é exemplo disso.

Por favor, use-o com cuidado.

Transistores de germânio apresentam maior corrente de fuga e, não devem ser confundidos com dispositivos defeituosos.

A chave SW4 possibilita a alternância entre o modo de operação hFE e a medição da tensão entre base e emissor (VBE). Certas aplicações requerem transistores pareados em ambas as características.

Para parear transistores em VBE, é crucial que todas as unidades em teste estejam na mesma temperatura.

O indicador de 'overflow', D5, acenderá quando o "limite de escala" for alcançado. Isso ocorre quando a tensão coletor-emissor se aproxima de 3,7 V. Este valor é aproximadamente o limite mínimo de tensão aceitável para o uso de um transistor em aplicações lineares de áudio, em alta-fidelidade.

Na prática a maioria das medições de hFE será feita com tensões maiores, distantes desse limite. Para transistores com ganho entre 10 e 800, a tensão coletor-emissor estará na faixa dos 8,0 V aos 10,5 V.

Esta faixa é consideravelmente mais realista quando comparada às tensões disponíveis na maioria dos testadores de semicondutores que utilizam microcontroladores. Geralmente, nestes dispositivos, a tensão máxima sob o transistor é inferior a cinco ou até mesmo a três volts.

Para um valor de corrente de base (I_b) de 1 μA , a indicação de 'overflow' ocorrerá quando a contagem atingir aproximadamente 6800 (escala com resolução de 1 mV). Para I_b de 10 μA , a contagem será de cerca de 2150. Esses valores correspondem às correntes do coletor de 6,8 mA e 21,5 mA, respectivamente.

É importante ressaltar que essa indicação de limite de escala não é crítica e pode variar para mais ou para menos, dependendo das características dos LEDs utilizados nas posições D6 a D9. Vale mencionar que esses LEDs não funcionam como indicadores. Invariavelmente, dois LEDs estarão suavemente iluminados e dois permanecerão apagados, a depender da posição de SW1.

A escolha da corrente de base, seja 1 μA ou 10 μA , dependerá da aplicação específica do transistor.

É importante considerar a faixa estimada de corrente no circuito onde o transistor em teste será empregado. Essa consideração é fundamental para qualquer medição de hFE, independentemente do tipo de medidor utilizado.

O LED D10, quando aceso, informará que o aparelho está ligado e, assim como D5, ele pode ser instalado no painel do instrumento.

A fonte de alimentação, a qual é bastante tradicional, deve ser ajustada para 15 V através do “Trimpot ®” VR1. Dois ‘jumpers’ foram adicionados à placa de circuito impresso para auxiliar nesta medição. Figura 6.

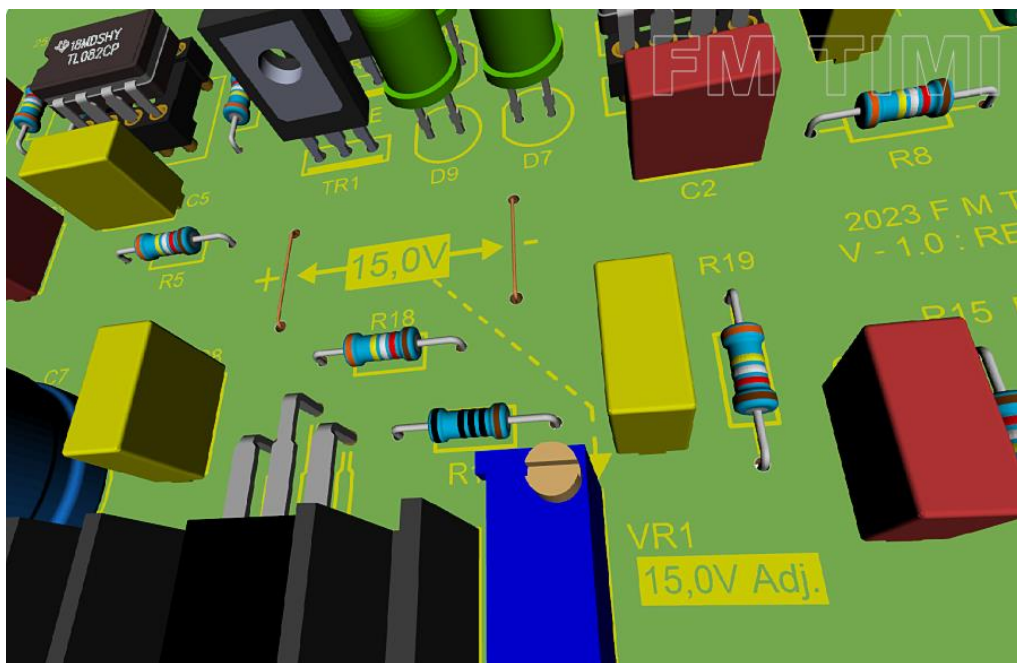


Figura 6.

Nota do editor:

Na segunda parte do artigo será apresentada a parte prática, com a montagem, placas impressas e relação de materiais.



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.

Tensões e níveis lógicos cada vez menores nos circuitos digitais

A análise que irei apresentar neste artigo surgiu recentemente e é o resumo de uma pesquisa de quando estava a preparar aulas para o meu futuro curso *on line* Eletrônica Digital sem Mistérios.

O “futuro” deve ser ainda o mês de maio ou, talvez, junho, quem sabe, se o meu perfeccionismo capricorniano assim o permitir.

Após este “rápido intervalo comercial, que passa voando” como dizem na tv, vamos ao que interessa.

Um pouco de história das famílias de circuitos digitais

Quem já se dedica a reparos de televisores há algum tempo, mesmo ainda na Era dos Televisores de Tubo mais moderninhos com microcontrolador (não é microprocessador) e memória EEPROM, está acostumado a encontrar neles uma **indispensável** tensão de 5 volts.

Mas, de que cartola saiu este coelho, ou melhor, estes 5 volts?

Para responder a esta pergunta precisamos dar uma chegadoinha no passado, ou mais precisamente lá pelo ano de 1962, quando a Texas Instruments lançou uma família de circuitos integrados digitais denominada TTL – Transistor Transistor Logic.

A família TTL iria reinar absoluta nos projetos digitais até 1968 quando a RCA apresentou a família CMOS cujos CIs faziam o mesmo que os TTL com uma vantagem, consumiam menos energia, mas como nem tudo é perfeito, os CMOS não conseguiam operar em velocidades tão altas como os seus “rivais” TTL. A principal diferença entre TTL e CMOS é que os primeiros são fabricados com transistores bipolares enquanto os outros utilizam MOSFETs.

Pouco a pouco, com a evolução da tecnologia dos semicondutores, TTL e CMOS foram melhorando suas performances e estão presentes, mesmo que camufladamente, até hoje em todos os projetos digitais.

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

E cadê os tais 5 volts?

Não esqueci deles não, apenas fiz uma rápida digressão e você já vai entender por quê.

Quando a Texas Instruments criou a família TTL estabeleceu que **todos** os seus CIs seriam alimentados com 5 volts e foi assim que surgiu o padrão TTL que é utilizado há, aproximadamente, 50 anos e, sem dúvida, facilitou o desenvolvimento e a produção dos projetos digitais.

Não sei a razão para os engenheiros da Texas terem escolhido 5 volts e não outro valor como, por exemplo, 9 volts que permitiria alimentação diretamente por baterias, entretanto, saber isto é irrelevante para nós.

O que nos interessa mesmo é saber como **“transformar” os bits 1 e 0 em valores de tensão ou níveis lógicos.**

Toda a Eletrônica Digital repousa em trabalharmos com sistema de numeração binário onde só existem os dígitos 1 e 0 também chamados de bits.

Obviamente não tem como colocar dígitos em um circuito eletrônico portanto, o que se faz é associar valores de tensão DC aos binários ou bits 1 e 0. É aqui que entram os níveis lógicos, os quais precisam ser padronizados.

Como todos os CIs da família TTL são alimentados com 5 volts parece razoável, em princípio, adotar 5 volts como nível lógico correspondente ao bit 1 e o bit 0 será, obviamente, zero volts e assim foi feito inicialmente conforme vemos no gráfico I.

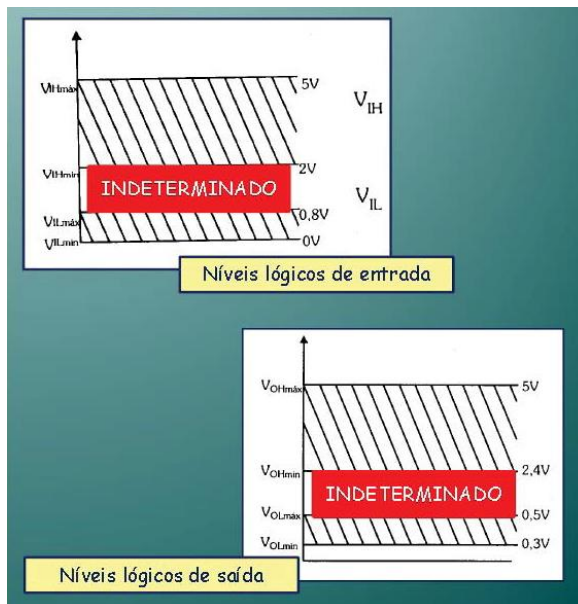


Gráfico I – Níveis Lógicos aceitáveis para TTL

Teoricamente o **nível alto (high)**, correspondente ao bit 1, deveria ser 5 volts e o **nível baixo (low)**, correspondente ao bit 0, deveria ser zero volt.

Na prática, existe uma tolerância para estes valores, chamada margem de ruído, como vemos no gráfico I.

Saber isso é importante para o técnico reparador; vejamos por quê.

Uma porta TTL “entende” como **nível alto em suas entradas** valores de tensão entre 5 volts e 2 volts e como níveis baixos entre 0 volts e 0,8 volts.

Olhando atentamente o gráfico I, vemos que tensões entre 0,8 volts e 2 volts na entrada de uma porta TTL caem numa região de indeterminação, ou seja, tanto pode ser interpretada como nível alto ou baixo.

Por outro lado, tensões entre 0,5 volts e 2,4 volts na saída tanto podem ser interpretadas como nível alto ou baixo, ou seja, também uma indeterminação.

O técnico reparador que sabe estes conceitos saberá interpretar com mais precisão as leituras de tensões em circuitos digitais e entende por que o comportamento do equipamento fica “doidinho”, de repente.

Aliás, vale mais a pena utilizar uma **ponta lógica** do que um multímetro, quando estamos a analisar possíveis falhas em circuitos digitais, mas isso fica para as aulas do meu curso.

Níveis lógicos em portas CMOS

A principal diferença entre os TTL e os CMOS era alimentação.

Em vez dos “rígidos” 5 volts dos TTL, as primitivas portas da família CMOS, introduzidas pela RCA em 1968, eram mais flexíveis com relação a alimentação dos seus CIs que permitia ir de 3 volts a 15 volts.

Entretanto, esta, relativamente ampla, faixa de alimentação dos CMOS mudava a maneira como os níveis lógicos seriam interpretados pelas portas que iriam depender da escolha da tensão de alimentação feita pelo projetista.

Assim, os níveis lógicos foram condicionados à tensão de alimentação. Uma maneira prática de se determinar estes níveis é a seguinte:

- Nível lógico ALTO mínimo igual $2/3$ da tensão de alimentação.
- Nível lógico ALTO máximo igual tensão de alimentação.
- Nível lógico BAIXO mínimo igual zero volt.
- Nível lógico BAIXO máximo igual $1/3$ da tensão de alimentação.

Suponhamos que o projetista escolha 9 volts para alimentar seu projeto então, teremos:

- Nível Lógico de Entrada ALTO entre 6 e 9 volts.
- Nível Lógico de Entrada BAIXO entre zero e 3 volts.

Entretanto, se em vez de 9 volts ele optasse por utilizar 12 volts para alimentação passaríamos a ter:

- Nível Lógico de Entrada ALTO entre 8 e 12 volts.
- Nível Lógico de Entrada BAIXO entre zero e 4 volts.

Já dá perceber que isso não é muito prático, além do que dificultava a utilização de TTL e CMOS no mesmo projeto.

Novas tensões de alimentação e novos níveis lógicos

A tendência cada vez maior de processar grandes quantidades de informações lógicas em alta velocidade e com baixo consumo de energia vem levando a indústria a trabalhar com tensões cada vez mais baixas e assim, surgiram CIs alimentados por 3,3 volts, 2,5 volts e 1,8 volts.

O gráfico II obtido no [boletim de 2022 da Texas Instruments](#) “1.8-V Logic for Multiplexers and Signal Switches” mostra estas tendências.

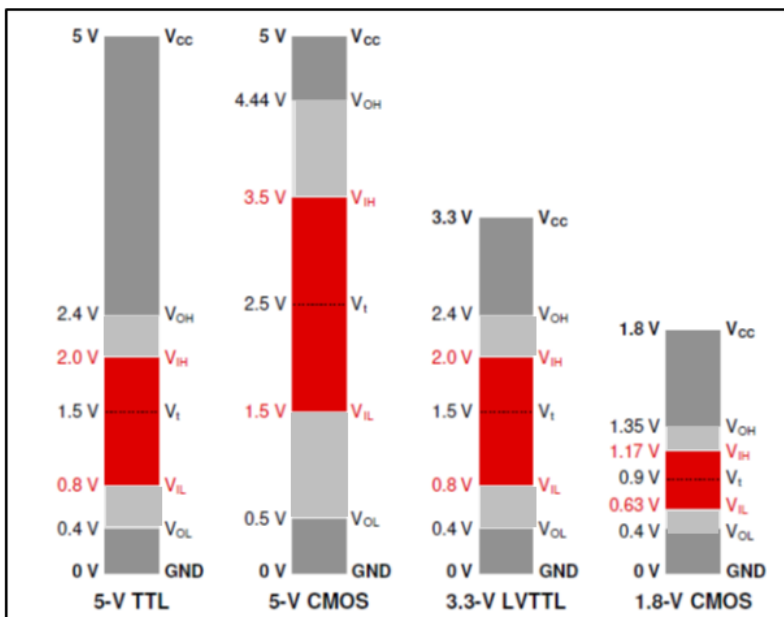


Gráfico II – Novos padrões de níveis lógicos

Observe que na segunda coluna da esquerda para direita temos CMOS alimentados com 5 volts, mas que não os torna diretamente compatíveis com os níveis lógicos dos TTL

Na terceira coluna temos LVTTTL que significa Low Voltage TTL e pode ser alimentado com 3,3 volts.

Finalmente na quarta última coluna do gráfico II temos CMOS alimentado com 1,8 volts.

Tudo junto e misturado

De acordo com o tipo de processamento que o projetista irá necessitar no desenvolvimento do produto ele poderá optar por utilizar CIs que operam com tensões diferentes e, portanto, níveis lógicos de entrada e saída que não são compatíveis entre si.

Isto vai exigir colocar alguns circuitos de interface entre eles que pode ser desde um simples transistor a um pequeno CI, como vemos nas figuras 1 e 2, obtidas no boletim da Texas já citado anteriormente.

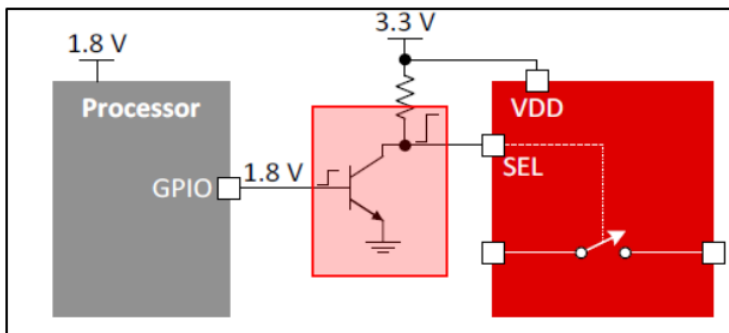


Fig. 1 – Interface com transistor

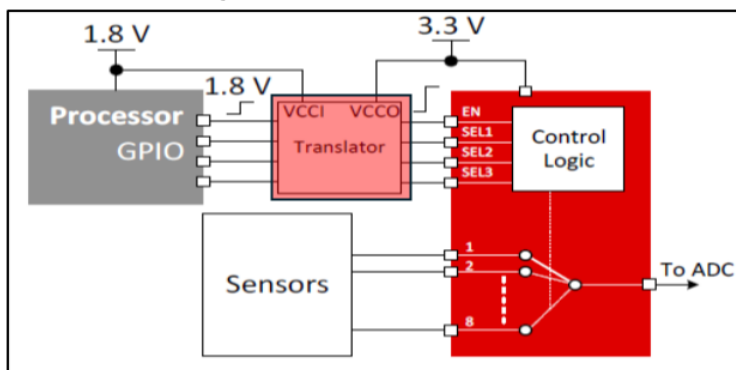


Fig. 2 – Interface com CI

Por que o técnico reparador precisa saber isso?

Costumo dizer que não há mais espaço para amadores.

Quem pretende ganhar a vida como técnico reparador em qualquer área, e em particular na eletrônica, precisa ter um BOM conhecimento de eletrônica geral e estar sempre atualizado.

O TVKX da edição de abril trata de um defeito em um televisor que, de alguma forma, se enquadra no que acabei de abordar neste artigo.

Por enquanto é só; mês que vem tem mais.

Antena de Transmissão para V/UHF

Especial para Satélites*

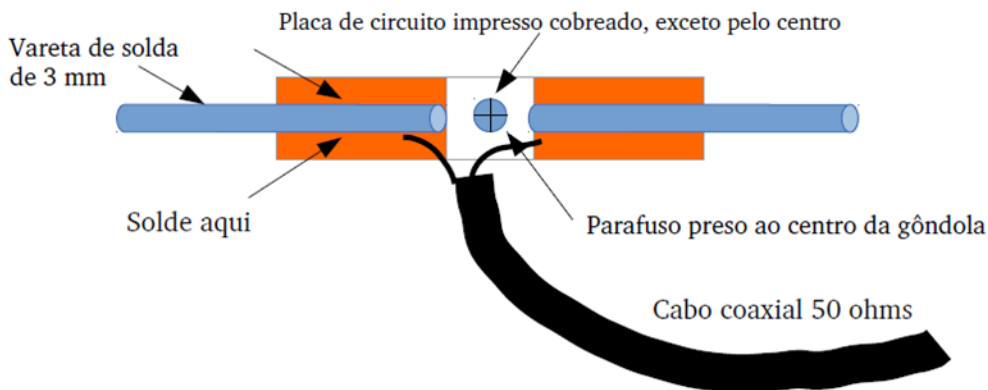
Ademir – PT9-HP

Ainda fazendo experiências com satélites, resolvemos montar uma antena que dá um certo ganho na transmissão (10 dBi em UHF e 6,3 dBi em VHF), especialmente em VHF, já que em alguns deles a faixa de subida é em VHF e descida em UHF. Nossa escolha não poderia ter sido melhor: uma antena projetada pelo renomado colega Roland Zurmely – PY4ZBZ que trabalha nas duas bandas e utiliza um único cabo coaxial.

Evidentemente, utilizamos o material que tínhamos em mãos, mas os resultados foram extraordinários: ROE de 1:1 em VHF. Refizemos o desenho e colocamos detalhes das medidas, que tivemos que levantar antes de preparar a gôndola – novamente um pau roliço de banner.

Pode-se também usar um cabo de vassoura, desde que seja de madeira!

Devo dizer que nossa antena ficou um tanto “delicada”, especialmente o suporte do dipolo, no caso um pedacinho de fenolite cobreada. Os elementos foram encaixados em rasgos feitos na madeira com uma serrinha e depois colados com cola para madeira, para dar uma certa firmeza na estrutura e por fim receberam uma generosa camada de cola quente. Abaixo um desenho de como ficou preso o elemento irradiante, neste caso para VHF.



Diferente da antena original, nós utilizamos varetas de solda com diâmetros de 3mm para VHF e 1,5 mm para os elementos de UHF. Neste caso o espaçamento do elemento irradiante (IV e IU) respeitou o projeto onde o autor utilizou diâmetro maior. Nosso desenho é exatamente o que fizemos na prática.

***Esta antena também está descrita em nosso Livro “Manual de Antenas”.**

Aconselho você a levar a sério o comprimento exato dos elementos, especialmente os de UHF, já que a diferença deles pode ser de míseros 2mm! Use uma régua metálica ou uma trena de boa qualidade. Faça o serviço sobre uma mesa ampla. Isso ajuda muito pois as varetas de solda costumam vir abauladas, isto é, tortas no comprimento.

Material necessário – elementos de UHF de 1,5 mm de diâmetro

RU – refletor UHF - vareta de 328 mm (32,8 cm)

IU – irradiante vareta - de 330 mm (33 cm)

D1 – diretor um – vareta de 309 mm (30,9 cm)

D2 – diretor dois – vareta de 307 mm (30,7 cm)

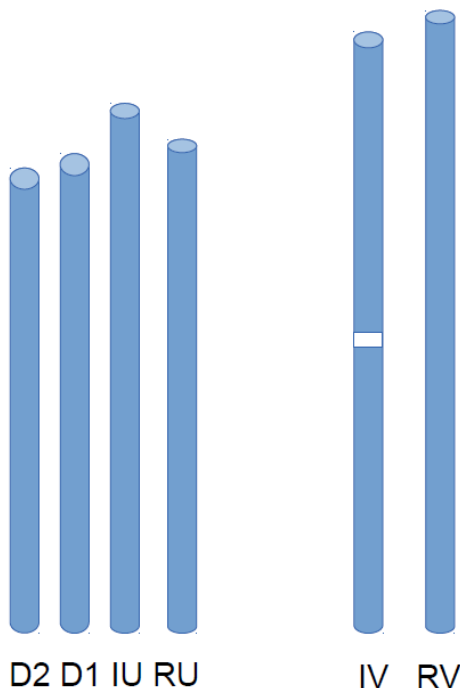
Você leu certo: o refletor RU é 2 mm menor que o irradiante IU!

Material necessário – elementos de VHF – vareta de solda de 3 mm de diâmetro

IV – irradiante – vareta de 946 mm (94,6 cm)

RV – refletor – vareta de 1 metro exato.

Nota: você deve levar em conta o espaçamento do elemento irradiante de VHF! No nosso caso, deixamos 1 cm de espaço e descontamos no comprimento total de cada um dos dipolos. Depois de soldados na placa impressa, o comprimento total deu os 94,6 cm. Se você cortou na medida exata, provavelmente terá que reduzir 5 mm de cada lado do dipolo irradiante, esse que vai receber o cabo coaxial.

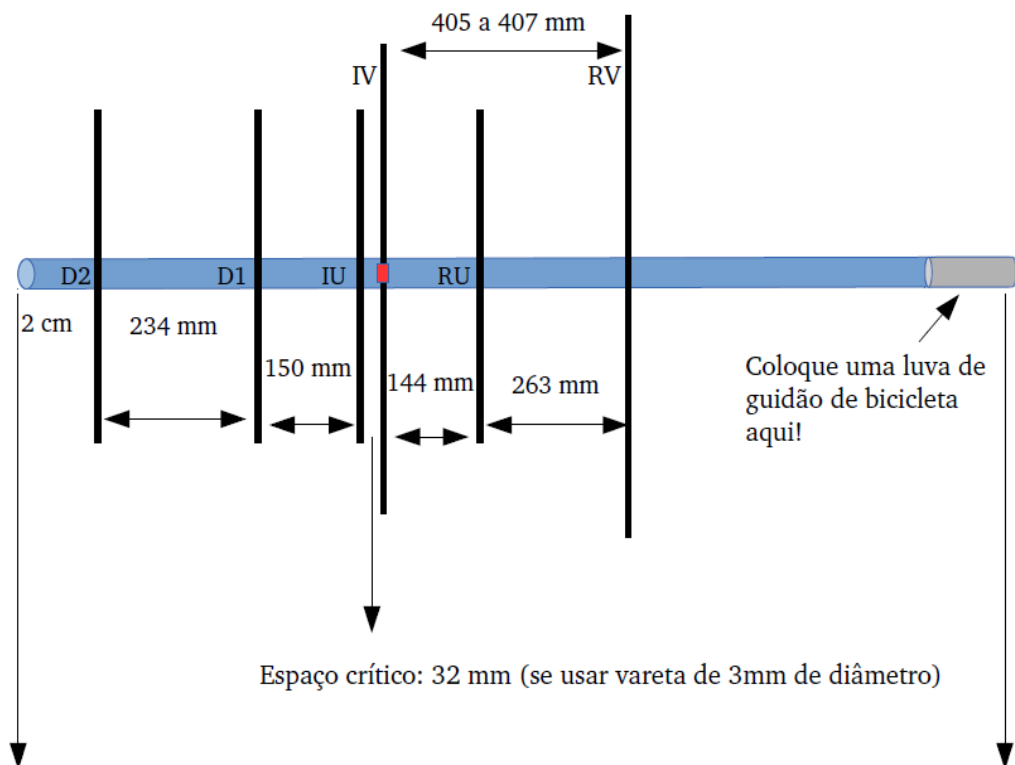


Dica importante, que tivemos que levar em conta ao calcular o comprimento da gôndola:

Deixe um pequeno espaço sobrando entre o refletor D2 e a ponta da gôndola. Isso garante que sua antena tenha um certo apoio na hora de colocá-la no chão, ao manusear e ao iniciar as medidas do espaçamento entre os diversos elementos.

Também proteja esse elemento de entortar ao encostar em alguma coisa quando está “em descanso”.

A minha fica de pé encostada numa parede!



Nossa gôndola tem 1,25 metros de comprimento. Sobra um bom espaço para afastar-se do corpo, no caso a mão e braço. Evita interação com a antena.

Você deve visitar a página original ou fonte desta antena. O link abaixo é direto de onde copiamos as medidas de nossa antena. Fica bem explicado que os méritos pelo projeto é do Roland, PY4ZBZ. Neste artigo apenas divulgamos nossa montagem particular, com os materiais que dispúnhamos para construí-la.

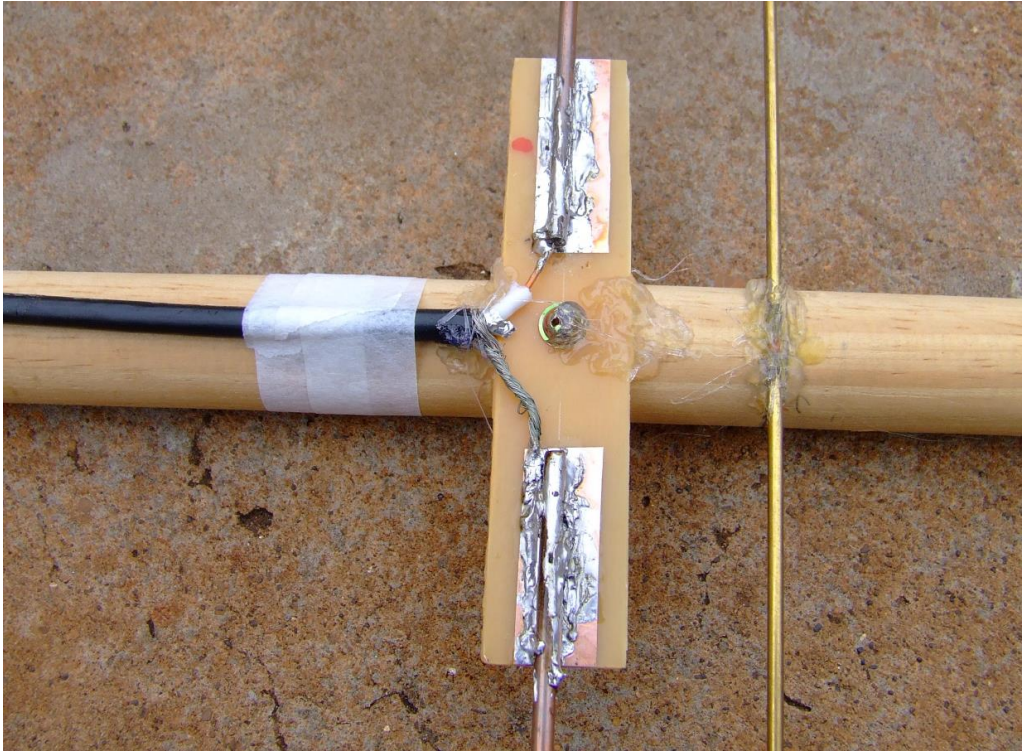
Para finalizar, achamos que a gôndola de madeira torna a antena mais leve e mesmo assim, é um bocado cansativo ficar sustentando e apontando-a para o alto, seguindo os “passarinhos” em sua órbita pelo céu.

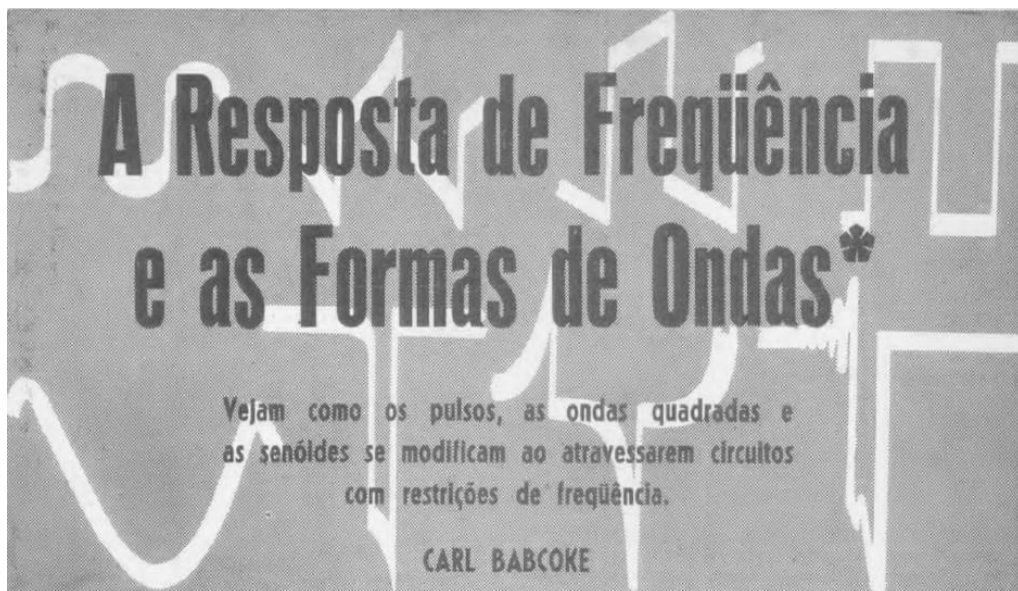
Siga este link: <http://www.qsl.net/py4zbz/antenas/slv4zbz.htm>

Se você pretende usar esta antena em dias de campo ou demonstração pública em escolas, procure utilizar materiais mais resistentes e dê o mesmo acabamento que o Roland deu em sua antena.

Ficará mais firme, resistente e à prova de “entortamentos”.

Abaixo, nossa obra de arte... a vareta do irradiante está um pouco torta devido a espessura da placa PCI. Umas borrachinhas ajudaria a ficar mais reta. De qualquer modo, funcionou bem...





A maioria dos compêndios sobre Eletrônica nos ensina que a atenuação das frequências da parte superior do espectro provoca o arredondamento dos cantos superior esquerdo e inferior direito de uma onda quadrada, o que é verdade.

Entretanto, nenhum livro, que eu saiba, informa o quanto fica arredondada a onda para cada grau de atenuação de frequências altas.

Além disso, nenhuma das obras que li explica que tanto a insuficiência como o excesso de resposta de frequências altas afetam diversamente os pulsos e as ondas quadradas.

O conhecimento desta diferença é importante para os técnicos de televisão, pois a maior parte das formas de onda presentes nos circuitos de vídeo é constituída de pulsos de várias larguras (durações), e não de ondas quadradas.

Por isso, passaremos a examinar como se compõem as ondas senoidais, quadradas e os pulsos, e como são afetados por certas características dos circuitos.

A única maneira pela qual poderemos determinar como uma faixa de resposta estreita deforma os pulsos e as ondas quadradas é pelo exame destas, após a sua passagem por filtros de respostas de frequência conhecidas. Fizemos tais verificações no laboratório da **Electronic Servicing**.

Damos, a seguir, os resultados dessas análises.

(*) **Electronic Servicing**, vol. 21, nº 5. Republicado de **Antenna** de fevereiro de 1974

AS ONDAS QUADRADAS E A RESPOSTA DE FREQUÊNCIAS ALTAS

A sequência de oscilogramas da Fig. 1 mostra a deterioração gradual de uma onda quadrada, cujos harmônicos superiores foram atenuados progressivamente, mediante a variação da capacitância de um filtro passa-baixas simples, ao qual é aplicada a onda quadrada.

A onda triangular da Fig. 1H representa a máxima distorção possível da onda quadrada, com um filtro RC de uma única célula. Se aumentarmos a capacitância do filtro ainda mais, apenas conseguiremos reduzir a amplitude da onda triangular, sem lhe modificar o perfil. Contudo, podemos obter uma onda senoidal satisfatória a partir de uma onda quadrada, com o emprego de três filtros RC passa-baixas em cascata.

Foi escolhida para estas provas uma frequência de repetição de 1kHz, porque é fácil medir com precisão a faixa de passagem dos filtros, acima e abaixo desta frequência fundamental. Os resultados podem ser convertidos para videofrequências multiplicando-se as frequências de prova por 15,734.

Por exemplo, o 10º harmônico de uma onda quadrada que ocupa uma linha horizontal completa na tela de um cinescópio tem a frequência de 157,34kHz. O 100º harmônico dessa onda quadrada de vídeo tem a frequência de 1,57Mhz. Vemos por aí que, para a imagem em preto-e-branco exibir uma nitidez satisfatória, é necessária uma resposta plana até o 100º harmônico, e uma queda de resposta máxima, inferior a — 3 dB, no 200º harmônico.

A resposta de frequências altas excessiva também afeta os ângulos superior esquerdo e inferior direito de uma onda quadrada, como vemos nas Figs. 2B e 2C. Produz-se, nos flancos anterior e posterior da onda quadrada, um pico cuja altura é determinada pelo montante do excesso de resposta de frequências altas, sendo a largura fixada pela frequência à qual principia o excesso.

ONDAS QUADRADAS X RESPOSTA DE FREQUÊNCIAS BAIXAS

Na Fig. 3, vemos o efeito da redução da resposta de frequências baixas numa onda quadrada. Quando a redução se dá **abaixo** da frequência fundamental, como vemos nas Figs. 3A, 3B e 3C, a parte superior e a parte inferior são retas, embora inclinadas.

Quando a atenuação de frequências baixas principia acima da frequência fundamental, essas partes são encurvadas, como nas Figs. 3D, 3E e 3F.

Observemos que a extrema atenuação de frequências baixas (30dB de perda na fundamental) da Fig. 3F produz um pulso em cada lado da onda quadrada original. Um pulso é positivo, causado pela orla anterior, e o outro é negativo, causado pela orla posterior. Este é o motivo da produção de dois sinais de sobreoscilação por ciclo, quando empregamos uma onda quadrada para excitar um indutor ou um circuito sintonizado.

O excesso de resposta abaixo da frequência fundamental (reforço de frequências baixas) inclina a parte superior da onda quadrada, fazendo o ângulo direito mais alto que o esquerdo, sendo sua parte inferior inclinada inversamente em relação à parte superior (Fig. 4B).

Na Fig. 4C vemos um reforço de frequências baixas e frequências altas, simultaneamente. Esse reforço é, em ambos os casos, de 10:1, ou 20dB, mas o pico produzido pelo excesso de resposta de frequências altas é muito mais perceptível do que a inclinação produzida pelo excesso de resposta de frequências baixas.

O excesso de resposta de frequências baixas, começando **acima** da frequência fundamental, determina tanto uma curvatura como a inclinação da parte superior e da parte inferior de uma onda quadrada, como vemos na Fig. 4D, a qual mostra igualmente um pulso curto, causado por um certo grau de acentuação de frequências altas.

PULSOS X RESPOSTA DE FREQUÊNCIAS ALTAS

A restrição, ou redução, da resposta das frequências altas afeta os pulsos de maneira diferente do que no caso das ondas quadradas. Isso acontece porque as ondas quadradas são **simétricas** (com o eixo de zero no centro, como as ondas senoidais).

Os pulsos são assimétricos: seu eixo de zero fica perto de sua linha de base. Consequentemente, a ação é semelhante à de um pulso de C.C.

Quando um pulso atravessa um filtro passa-baixas, como o da Fig. 1A, o flanco esquerdo não se altera muito, mas o flanco direito exhibe a curva típica da descarga de um capacitor. Se a capacitância do filtro for suficientemente grande, produz-se-á uma onda dente-de-serra. A série de oscilogramas da Fig. 5 esclarece o assunto.

Este mesmo efeito dos filtros passa-baixas aplica-se também aos sinais de vídeo dos televisores.

A redução da resposta de frequências altas, independentemente do que acontece nos estágios de F.I. ou amplificadores de vídeo, tem por efeito determinar uma perda de nitidez do lado direito de todo e qualquer elemento da imagem, muito maior do que no lado esquerdo.

O mesmo princípio se aplica à observação de sinais de vídeo em um osciloscópio. Contudo, neste caso, examinamos geralmente o pulso de sincronismo horizontal, por ser ele relativamente constante, o que não sucede com os sinais de vídeo.

A filtragem suplementar para reduzir ainda mais os harmônicos de ordem mais elevada da onda dente-de-serra pode gerar uma forma de onda parabólica, como vemos na Fig. 6.

A parábola é o limite extremo da modificação possível de uma onda dente-de-serra, provocada por um filtro RC passa-baixas de uma única seção.

Contudo, dois destes filtros em cascata geram uma onda senoidal reconhecível, muito embora haja alguma distorção de 2° harmônico presente, como vemos na Fig. 6E. Um filtro de três células pode produzir uma onda senoidal quase perfeita.

Um resistor em série com um capacitor bastante grande para produzir uma dente-de-serra a partir de um pulso, acrescentará um pulso à dente-de-serra, como na Fig. 6F. O esquema é o mesmo da Fig. 4A, mas os valores dos componentes são diferentes.

COMPOSIÇÃO DAS FORMAS DE ONDA

Mostramos que uma onda quadrada pode ser convertida facilmente num sinal triangular por um filtro RC, e depois, numa senoide, com o acréscimo de mais células de filtro RC. Um pulso, entretanto, é transformado, primeiro, numa dente-de-serra, e depois, numa parábola, por uma filtragem suplementar proporcionada por um segundo filtro RC passa-baixas. Um filtro RC de três células converte a parábola numa onda senoidal. Uma senoide compõe-se apenas de uma frequência. A onda quadrada é formada por uma frequência fundamental, 33% de 3° harmônico, 20% de 5° harmônico, e todos os harmônicos ímpares em amplitudes decrescentes.

Um pulso compõe-se de uma fundamental e harmônicos pares e ímpares em amplitude ligeiramente decrescentes.

É teoricamente possível produzir pulsos ou ondas quadradas mediante a combinação de senoides de frequências e fases apropriadas. Como, para isso, é preciso fornecer harmônicos até além do 200°, o método não é muito prático. Todavia, devo dizer que reuni uma fundamental, um 3° e um 5° harmônicos, conseguindo uma forma de onda que dava todas as demonstrações de que se transformaria numa onda quadrada, se o processo continuasse.

DIFERENÇAS DAS FONTES DE PULSOS

Quando derivamos para a massa com um capacitor a placa de uma válvula, ou o coletor de um transistor, que são a fonte de um pulso, obtemos uma forma de onda ligeiramente diferente do que quando efetuamos esta mesma derivação da placa ou do coletor de um estágio amplificador.

A Fig. 7 mostra que a crista e o flanco esquerdo do pulso permanecem relativamente inalterados quando o coletor de um gerador de pulsos transistorizado é derivado nas condições acima — mesmo quando a capacitância para tanto empregada é tão grande que chega a produzir uma dente-de-serra arredondada.

O motivo para este estranho comportamento é que a extremidade do pulso representa um ponto de impedância muito baixa.

A resistência coletor emissor, no momento em que se transmite a extremidade do pulso, é quase zero, e a reatância capacitiva, tão elevada, que não tem importância.

Quando o transistor é cortado, o capacitor se descarrega exatamente como a teoria prediz.

AGUÇAMENTO DOS PULSOS

A atenuação de frequências altas não ocorre em circuitos práticos. Quando existe, em virtude de um filtro passa-baixas, podemos geralmente recorrer aos circuitos de reforço de frequências elevadas para restabelecer a agudeza original do pulso.

A atenuação de frequências altas não superior a 6dB/oitava pode ser compensada com um circuito de reforço simples, como o da Fig. 2A, ou mediante a derivação de um resistor de catodo, ou de emissor, por um capacitor de valor apropriado (nos circuitos de vídeo).

Geralmente, a atenuação de frequências altas do sinal de vídeo num televisor ocorre nos estágios de F.I. e amplificação de vídeo.

Embora a atenuação total possa ultrapassar o montante suscetível de ser completamente corrigido ou compensado por circuitos práticos, na maioria dos televisores, tais circuitos produzem resultados que constituem uma conciliação razoável. (Estamos omitindo o obstáculo suplementar de um possível deslocamento de fase, que tira a nitidez da imagem sem, necessariamente, restringir muito a faixa de passagem.)

As formas de onda das Figs. 8C e 8D mostram como um filtro RC produz a correção parcial da atenuação. O excesso de correção tem por efeito inclinar a parte final do pulso, como vemos na Fig. 8E.

A forma de onda da Fig. 8F parece um tanto semelhante, mas foi produzida por um filtro de atenuação de frequências baixas, que entra em ação acima da frequência fundamental (observe a inclinação da linha em seguida ao pulso).

A maioria dos circuitos de compensação de frequências altas utiliza indutores denominados **bobinas de aguçamento**. A indutância destas bobinas de aguçamento combina-se com as capacitâncias espúrias existentes, formando circuitos sintonizados.

Este método é empregado porque obtém-se algum ganho à frequência ressonante do circuito sintonizado.

Por outro lado, não são necessários divisores de tensão, com suas perdas intrínsecas às frequências baixas.

O circuito da Fig. 9A foi usado para experimentar os efeitos da resposta de frequência sobre os pulsos. R1 e C1 atenuam as frequências altas, passo que R2, L1 e C2 determinam a frequência de ressonância e o "Q" do circuito, e R3 limita o grau de aguçamento alcançado.

O pulso da Fig., 9B exibe uma correção "de conciliação" satisfatória do pulso degradado da Fig. 8C. Um sinal de sobreoscilação aparece na crista do pulso, e outro após o flanco direito do pulso.

Se o pulso fosse usado para produzir uma linha preta vertical na tela de um televisor, um contorno branco, ligeiramente perceptível, apareceria no lado direito da linha preta, e mesmo uma linha preta mais fraca no lado direito da linha branca.

O pulso da Fig. 9C apresenta um excesso de correção objetável. Este produziria uma linha preta à esquerda, e uma linha branca à direita da linha preta vertical desejada na tela de um televisor.

Sobreoscilações descontroladas, como na Fig. 9D, teriam o efeito de quatro ou cinco fantasmas pouco espaçados. Uma possível causa deste sintoma na tela de um televisor é a interrupção de um resistor em paralelo com uma das bobinas de aguçamento do circuito amplificador de vídeo.

DIAGNOSE PRELIMINAR DE DENTES-DE-SERRA E SENOIDES CEIFADAS

Como já foi dito, uma onda senoidal perfeita possui apenas uma frequência, a fundamental. A passagem de uma senoide por circuitos atenuadores de frequências somente se traduz por variações de amplitude.

Sobrecargas, ceifamento e todos os tipos de distorção não-lineares transparecem mais, geralmente, num sinal senoidal do que em qualquer outra forma de onda complexa.

A Fig. 10A mostra a forma de onda de uma boa senoide, com menos de 1% de distorção harmônica. O ligeiro ceifamento, ilustrado na Fig. 10B, aparece frequentemente quando a tensão de C.A. num estágio de áudio é medida com um voltímetro eletrônico do tipo de retificador.

O ceifamento ilustrado nas Fig., 10C e 10D decorrem tipicamente de uma polarização incorreta numa válvula ou num transistor de um estágio de áudio.

Os cantos arredondados, como os da Fig. 10D, podem ser causados por deficiência na resposta de frequência, ou mais provavelmente, pelo "abrandamento" do ceifamento pela realimentação negativa.

Pode-se formar ondas quadradas com o ceifamento extremo de ambas as cristas de uma senoide, embora sempre haja alguma inclinação das orlas anteriores e posteriores.

A onda quadrada de cantos arredondados da Fig. 10E representa o resultado malogrado de uma tentativa de produção de ondas quadradas mediante o ceifamento de uma onda senoidal com dois diodos retificadores de silício, do tipo usado em fontes de alimentação.

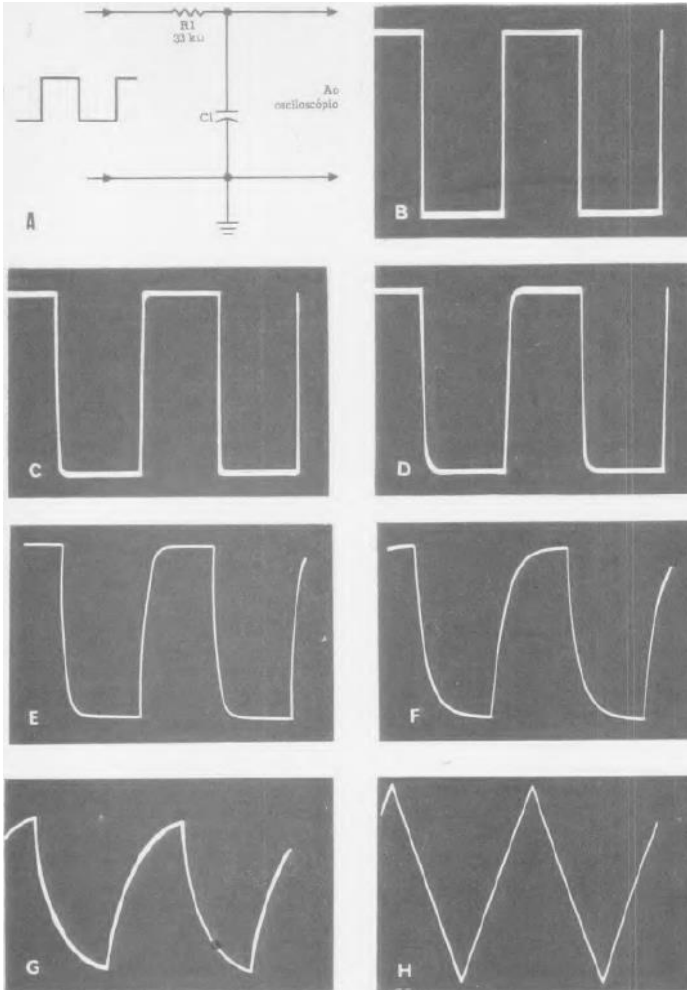


Figura 1 - Estas formas de onda mostram como uma deficiência na resposta de frequências altas afeta as ondas quadradas. As orlas anterior e posterior de algumas das ondas foram desenhadas, pois o feixe eletrônico do osciloscópio era tão rápido que estas linhas verticais não apareciam nas fotos sem retoque. (A) Diagrama esquemático do filtro RC passa-baixas empregado na introdução de atenuação de frequências altas da forma de onda ilustrada. O valor de C1 foi mudado para cada forma de onda. (B) Onda quadrada de 1kHz: $C1 = 0$. Veja os cantos agudos. (C) O valor de C1 era de 100pF, tendo causado um leve arredondamento dos cantos superior esquerdo e inferior direito da forma de onda. A resposta era de -1 dB no 20° harmônico (o equivalente em vídeo é 315 kHz), e -12 dB no 200°

harmônico (o equivalente em vídeo é 3,15 kHz). (D) C1 era de 500pF. O arredondamento dos dois cantos é bem perceptível. A resposta era de -6 dB no 20° harmônico (315kHz), e -25 dB, no 200° harmônico (3,15MHz). (E) C1 era de 0,001 μ F. As orlas da forma de onda não são mais retas. A resposta era de -11 dB no 20° harmônico (315kHz) e -30 dB no 200° harmônico (3,15kHz). (F) C1 era de 0,0025 μ F. A forma de onda começa a parecer uma dente-de-serra. A resposta era de -1 dB à frequência fundamental (frequência de repetição), -19 dB, no 20° harmônico (315 kHz), e -38 dB no 200° harmônico (3,15MHz). (G) C1 era de 0,005 μ F. A forma de onda não mais parecia ter sido originada de uma onda quadrada. A resposta era de -3 dB à frequência de repetição, -25 dB no 20° harmônico (315kHz), e -46 dB no 200° harmônico (3,15kHz). (H) C1 era de 0,1nF. A forma de onda é um triângulo quase perfeito. A resposta era de -26 dB à frequência fundamental (frequência de repetição), continuando a cair, com o crescimento da frequência à razão de 6dB/oitava.

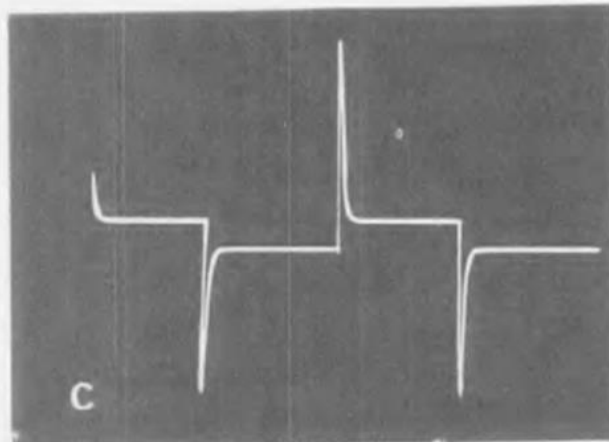
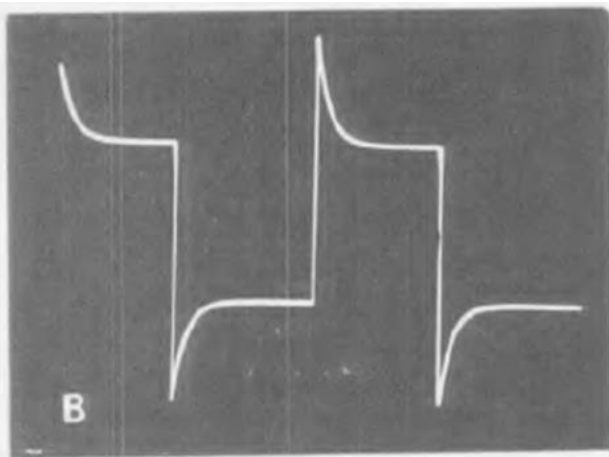
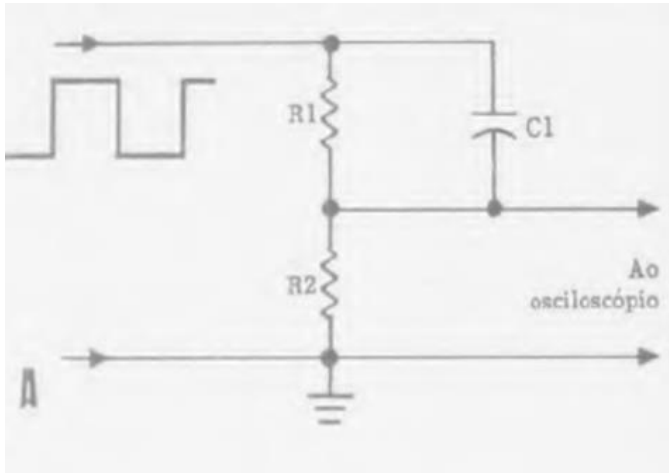


Figura 2 — O reforço dos harmônicos mais elevados de uma onda quadrada também afeta os cantos superior esquerdo e inferior direito. (A) Diagrama esquemático do circuito empregado para reforçar os harmônicos superiores. A relação $R1/R2$ determina a queda de tensão à frequência fundamental e, por conseguinte, o máximo reforço de frequências altas. (B) $C1$ era de $0,001\mu F$, $R1$ de $100k\Omega$, e $R2$ de $100k\Omega$. A resposta era de $+4dB$ no 10° harmônico, e de $+6dB$ no 20° harmônico e superiores. (C) $C1 = 0,001pF$; $R1 = 100k\Omega$ e $R2 = 10k\Omega$. A resposta era de $+11dB$ no 10° harmônico, e de $20 dB$ no 100° harmônico e superiores.

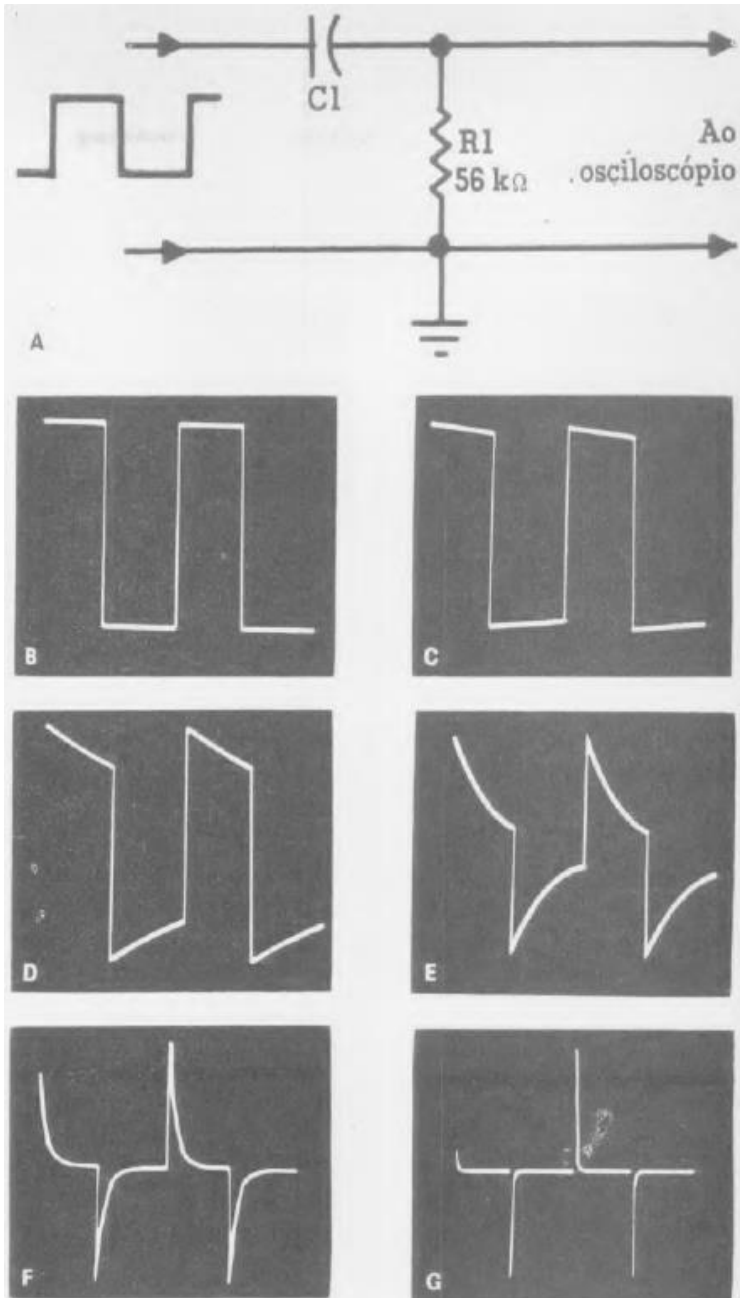


FIG. 3 - As formas de onda aqui representadas demonstram como uma onda quadrada é afetada pela queda da resposta de frequências baixas. (A) Diagrama esquemático do filtro RC passa-altas utilizado para introduzir atenuação das frequências baixas nestas formas de onda. (B) Onda quadrada normal de 1kHz; C1 em curto. (C) C1 = 0,1 μ F. O topo da onda é inclinado; o canto direito é mais baixo que o esquerdo. A resposta a 1/10 da fundamental era de -1dB, e a 1/50, de -5dB. (D) C1 = 0,02 μ F; a inclinação é muito pronunciada, embora as partes superior e inferior ainda estejam retas. A resposta era de -5 B a 1/10 da fundamental, e de -14dB a 1/50. (E) C1 = 0,005 μ F. As partes superior e inferior estão começando a se encurvar. A resposta era de -1,5dB à fundamental, -16dB a 1/10 da fundamental, e -25dB a 1/50 da fundamental. (F) C1 = 0,001 μ F. Pouco mais

que uns picos é quanto resta da onda quadrada. A resposta era de -10dB à fundamental, -30dB a 1/10 da fundamental, e -40dB a 1/50. (G) C1 = 100pF. Só uns picos é o que resta da onda quadrada original. A resposta era de -30dB à fundamental, -50dB a 1/10 da fundamental, e -61dB a 1/50.

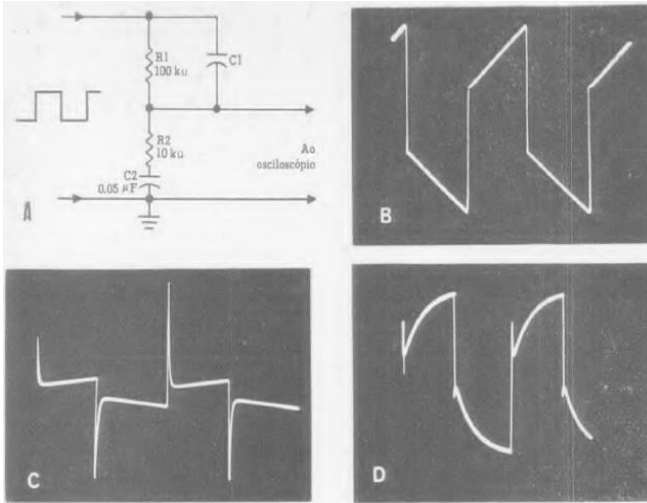


FIG. 4 — As (armas de onda aqui reunidas mostram como o reforço simultâneo das frequências altas e baixas afeta as ondas quadradas. (A) Diagrama esquemático do circuito RC empregado para reforçar as frequências altas e baixas. C1 provê o reforço de frequências altas, e C2 altera as constantes do divisor de tensão R1-R2, para aumentar o ganho às frequências baixas. (B) C1 = 0 — não havia reforço de frequências altas. A resposta era de +8dB a 1/10

da fundamental, e de +18dB a 1/50. O reforço máximo com estes valores de componentes era de 20 dB. (C) C1 = 0,001μF. A forma de onda apresenta uma inclinação (frequências baixas) e um pico (frequências altas), como explicado anteriormente. A resposta era de +11dB no 10º harmônico, e +8dB a 1/10 da fundamental. (D) C2 = 0,01μF. O reforço de frequências baixas começava acima da frequência fundamental; portanto, o topo da onda tem uma curvatura convexa.

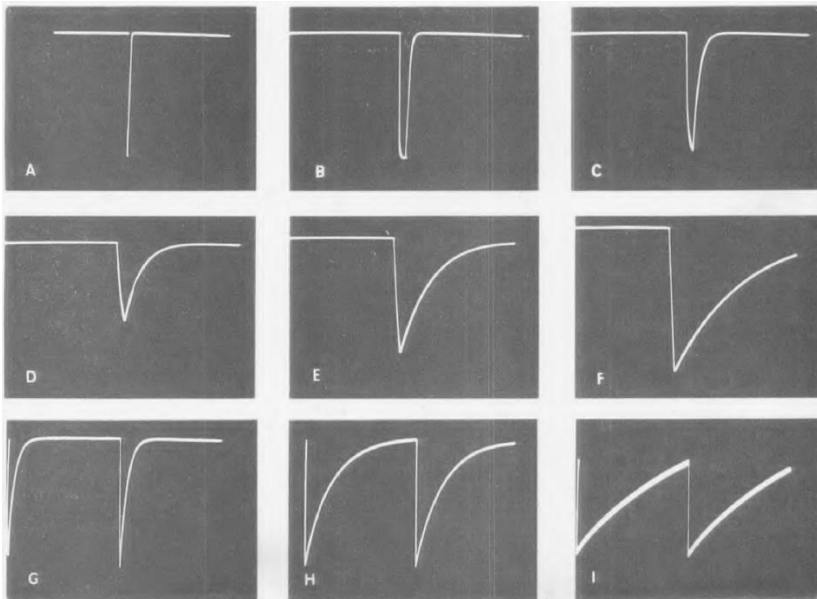


Figura 5 - Os pulsos são afetados pelas limitações da resposta de frequências, não porém da mesma forma que as ondas quadradas. O filtro, cujo diagrama aparece na Fig. 1A, foi também usado para produzir as formas de onda aqui ilustradas. (A) Um pulso de 1kHz normal é tão estreito que se torna quase impossível analisá-lo. (B) O mesmo pulso normal de 1kHz, alargado cinco vezes pelo emprego de uma lente no osciloscópio. (C) C1 = 100pF.

A crista é quase sempre pontuda, sendo o (lanço direito alargado e arredondado perto da linha de base. Compare este pulso com a onda quadrada da Fig. 1C, produzida pelo mesmo filtro, com os mesmos valores dos componentes. A resposta equivalente de vídeo era de -1dB a 315kHz , e -12dB a $3,15\text{MHz}$. Se este pulso aparecesse como uma linha vertical no centro de uma tela de televisor, a linha se apresentaria sensivelmente borrada. (D) $C1 = 500\text{pF}$. O pulso tem quase 4 vezes a largura da linha de base do pulso original. A amplitude do pulso é de 70% da amplitude original. (E) $C1 = 0,001\mu\text{F}$. A resposta era de -11dB a 315kHz e de -30dB a $3,15\text{MHz}$. A amplitude da forma de onda é de cerca de 43% da original. (F) $C1 = 0,0025\mu\text{F}$. A resposta era de -1dB à frequência fundamental (frequência de repetição), -19dB a 315kHz , e -38dB a $3,15\text{MHz}$. A amplitude é de uns 20% da original. (G) $C1 = 0,001\mu\text{F}$. Trata-se de uma repetição de (E), sendo usada, porém, a largura normal (XI) do osciloscópio. (H) $C1 = 0,005\mu\text{F}$. A resposta era de -3dB à frequência fundamental, -25dB a 315MHz , e -46dB a $3,15\text{MHz}$. A amplitude equivale a 11% da original. (I) $C1 = 0,02\mu\text{F}$. A resposta era de -13dB à frequência fundamental, continuando a cair com o crescimento da frequência à razão de 6dB /oitava. A amplitude é de 2,4% da amplitude original do pulso, e a forma de onda é uma dente-de-serra quase perfeita. O zumbido da fonte de alimentação do gerador de pulsos tornou desaconselhável uma ulterior filtragem.

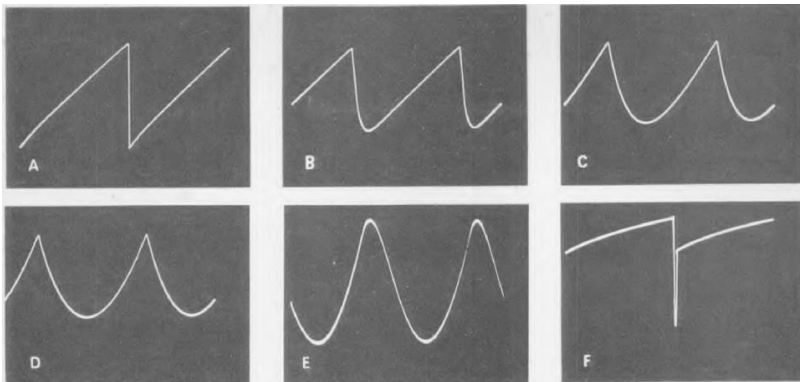


Figura 6 - Estas formas de ondas mostram alterações no perfil de uma dente-de-serra, depois de submetida a uma atenuação de frequências altas. O filtro passa-baixas da Fig. 1A foi usado também na produção dessas formas de onda, sendo RI, porém, de $100\text{k}\Omega$. (A) Dente-de-serra normal de 1kHz . Estes oscilogramas foram obtidos com a largura normal do osciloscópio (*1). (B) $C1$ era de 500pF . Observe o arredondamento da parte inferior da onda, e o pico aguçada da parte superior. A resposta era de -15dB ao 20° harmônico. A amplitude equivale a 82% da amplitude da dente-de-serra original. (C) $C1 = 0,0025\mu\text{F}$. A onda se aproxima de uma parábola. A resposta era de -4dB à frequência fundamental (frequência de repetição), e -30dB , ao 20° harmônico. A amplitude é de 44% da original. (D) $C1 = 0,01\mu\text{F}$. A onda é uma boa parábola. A resposta era de -15dB à fundamental, e -40dB no 20° harmônico. A amplitude é de 14% da original. (E) Dois filtros RC passa-baixas em cascata ($18\text{k}\Omega$, $0,02\mu\text{F}$ e $1,8\text{M}\Omega$, 120pF) transformam a dente-de-serra numa onda quase senoidal. (F) Um resistor intercalado em série com um capacitor de valor suficiente para fazer uma dente-de-serra a partir de um pulso, produziu esta dente-de-serra com um pulso negativo.

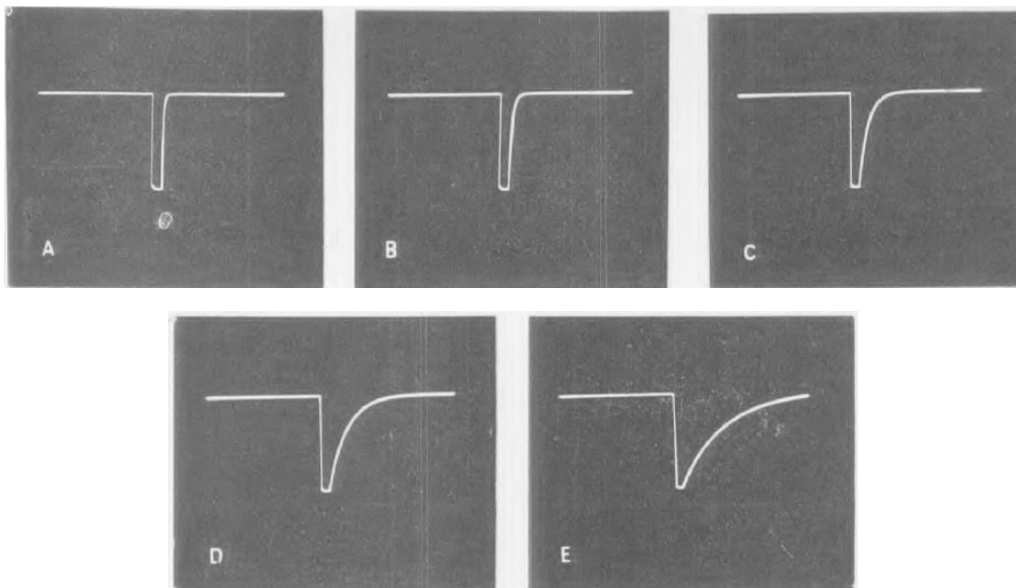


FIG. 7 — A forma de onda no coletor de um transistor de um gerador de pulsos pouco se modifica na crista e no flanco esquerdo, quando se acrescenta um capacitor entre coletor e massa. (A) Pulso de 1kHz normal; largura do osciloscópio x5. (B) O capacitor era de 100pF. (C) Capacitor de 500pF. (D) Capacitor de 0,001µF. (E) Capacitor de 0,0025µF. A forma da onda se aproxima de uma dente-de-serra, mas o pico e o flanco esquerdo se alteraram muito pouco.

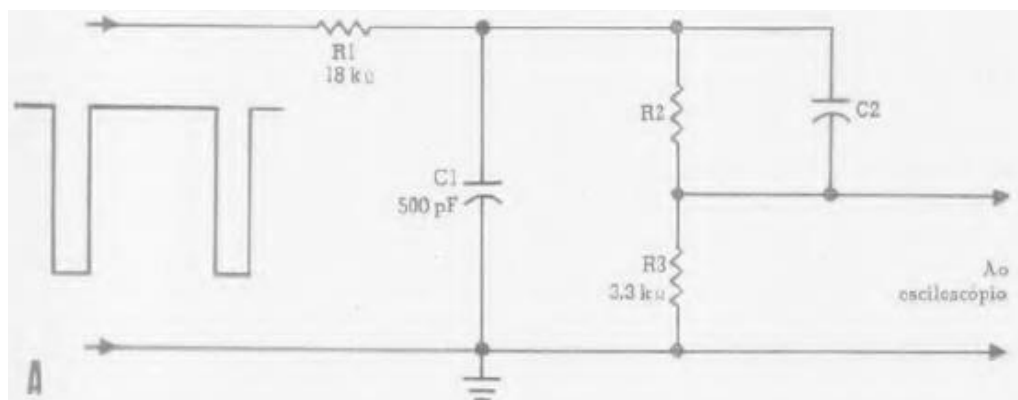
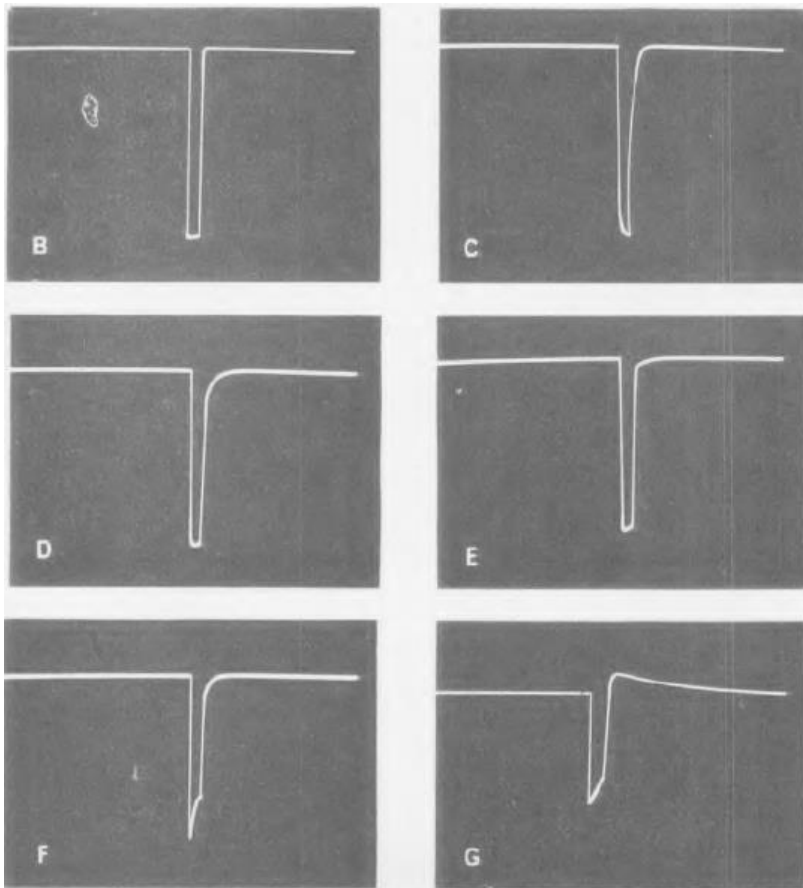


FIG. 8 — Os filtros de acentuação de frequências altas podem restabelecer parcialmente a agudeza de um pulso arredondado. (A) Diagrama esquemático do filtro passa-baixas combinado com um filtro de acentuação de frequências altas. Os valores de C2 e R2 foram variados para obtenção do melhor pulso. (B) Pulso de 1kHz normal não aplicado a um filtro. A forma de onda acha-se alargada pela lente de X5 do osciloscópio. (C) C1 era de 500pF, e C2 estava aberto. A resposta de frequência era de -1dB no 20° harmônico, e -12dB no 200° harmônico. (D) Nítida melhoria da forma de onda. C2 era de 0,001µF e R2, de



10k Ω . A resposta era de -2 dB no 20 $^{\circ}$ harmônico, e de -5 dB no 200 $^{\circ}$ harmônico. (E) C2 era de 0,0025 μ F, e R2, de 5,6k Ω . A resposta era de $-0,6$ dB no 20 $^{\circ}$ harmônico, e -5 dB no 200 $^{\circ}$ harmônico. (Um capacitor de 0,002 μ F aplainaria a inclinação da cristal.) (F) C2 era de 200pF, e R2, de 100k Ω . Estes valores produziam uma compensação excessiva. A resposta era de $+3$ dB no 20 $^{\circ}$ harmônico, e $+3$ dB no 200 $^{\circ}$ harmônico. (G) Esta forma de

onda poderia ser confundida com a de (F), mas na verdade é o resultado da aplicação de uma atenuação de frequências baixas iniciando-se acima da frequência fundamental. Um indício é a sobreoscilação no lado direito da linha de base.

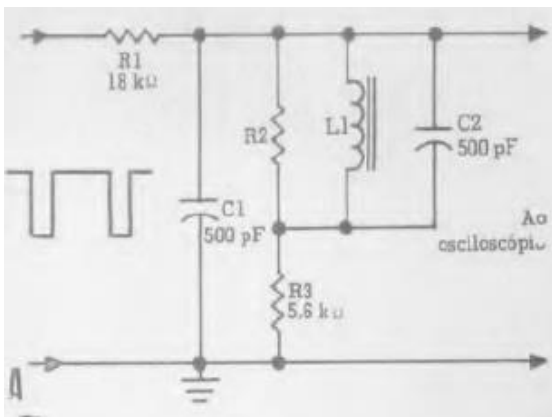
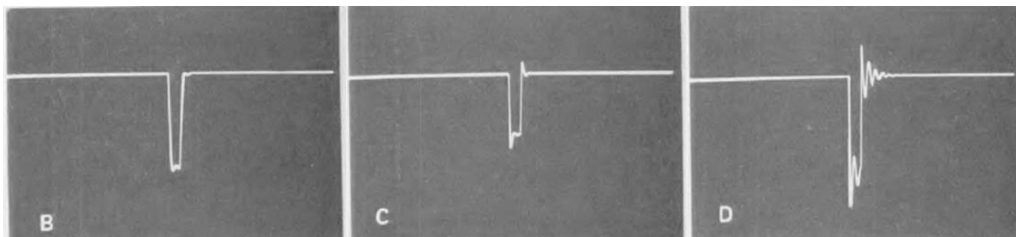


FIG. 9 — Pode-se usar também circuitos sintonizados de baixo Q para restabelecer a agudeza de um pulso arredondado. O indutor do circuito sintonizado chama-se bobina de aguçamento. Nos circuitos de vídeo práticos, o capacitor C2 é frequentemente representado pela capacitância espúria do circuito. (A) Diagrama esquemático dos filtros passa-baixas e de reforço de frequências altas. (B) Aguçamento relativamente bom. C2 era de 500pF e R2 era de 5,6k Ω . A resposta era de 0dB no 20 $^{\circ}$



harmônico, + 0,7dB no 50° harmônico, declinando acima deste ponto. (C) Excesso de aguçamento. Mesmas condições de (B), mas R2 com 10kΩ. A resposta era de 0dB no 20° harmônico. e +1,5dB no 50° harmônico, caindo acima deste ponto. (D) Sobreoscilação excessiva. Mesmas condições de (C), mas com omissão de C1. A resposta era de +4 dB no 50° harmônico.

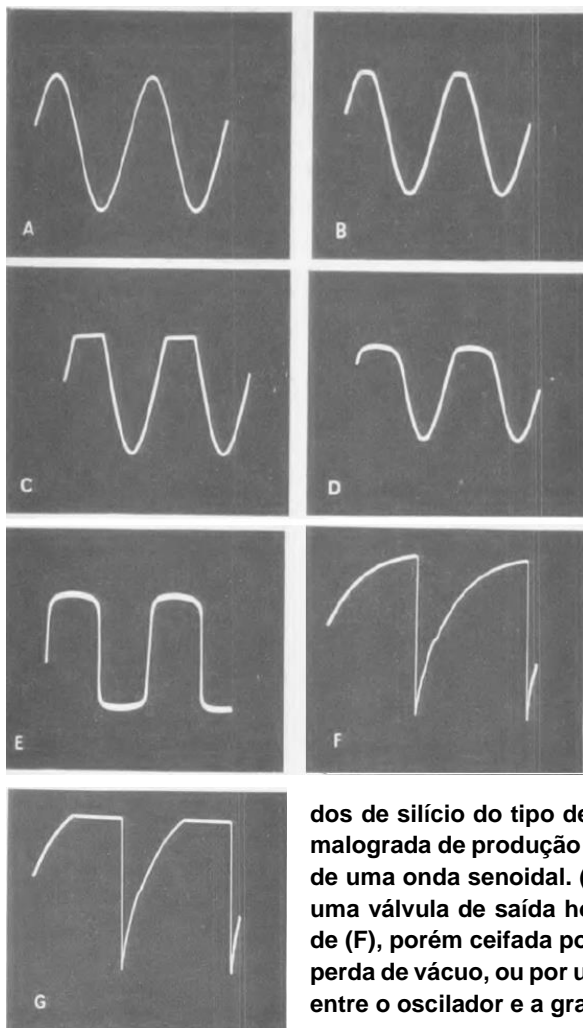


FIG. 10 - As ondas senoidais perfeitas compreendem uma só frequência; conseqüentemente, sua conformação não se altera com a passagem por filtros discriminadores de frequências. As senoides demonstram facilmente não-linearidades e o ceifamento. (A) Uma boa senoide, com menos de 1% de distorção harmônica total. (B) Ligeiro ceifamento. Um voltímetro eletrônico comutado para medir em C.A. pode causar este ceifamento quando aplicado a um estágio amplificador de áudio. (C) Ceifamento profundo. Geralmente devido a insuficiência de polarização, ou por ter sido o transistor, ou a válvula, levado a operar além do ponto de saturação por um sinal de entrada de amplitude excessiva. (D) Ceifamento muito profundo, porém com arredondamento de cantos. Geralmente causado por sobrecarga de um estágio no interior de um elo de realimentação negativa. (E) Diodos de silício do tipo de potência utilizados em uma tentativa malograda de produção de uma onda quadrada por ceifamento de uma onda senoidal. (F) Forma de onda normal na grade de uma válvula de saída horizontal. (G) A mesma forma de onda de (F), porém ceifada por uma válvula de saída horizontal com perda de vácuo, ou por um capacitor de acoplamento com fuga, entre o oscilador e a grade da válvula de saída.

O Ibrape RA-105

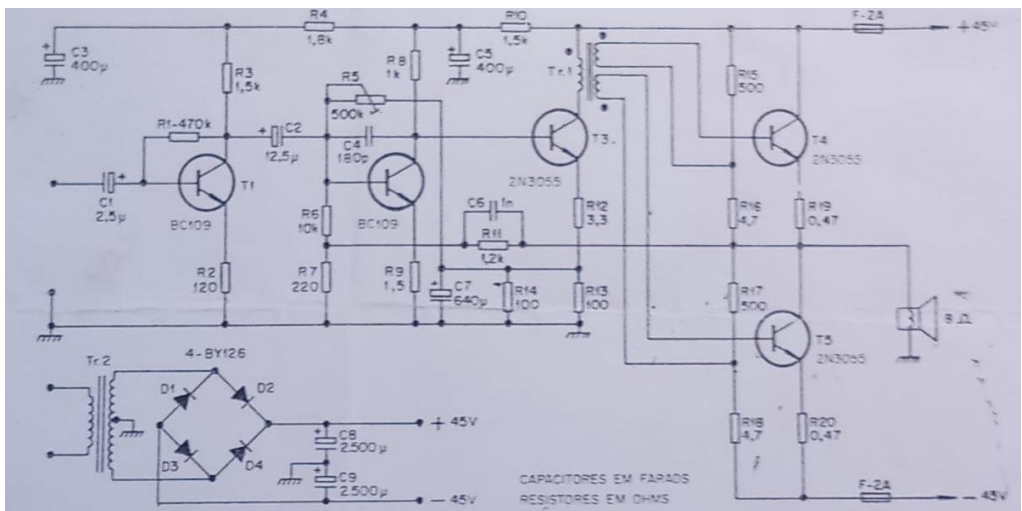
Marcelo Yared*

Recentemente avaliamos em Antena um projeto da Ibrape, que foi utilizado em sonorização por muitas equipes na década de 1970, o amplificador de 250W do Boletim RA-108, da Ibrape.

Esse amplificador foi utilizado pelo Gilberto Guarany para sonorizar os eventos da Furacão 2000, em bailes de massa, na década de 1970. Ao nos contar como fazia, ele também nos informou coisas interessantes sobre a empresa e sobre a sonorização na época. Havia muito trabalho manual e artesanal, pois os equipamentos para sonorização profissional praticamente inexistiam ou eram muito caros.

Entretanto, os primeiros amplificadores da furacão 2000, de 100 watts, foram montados pelo Gilberto, com base em um esquema oriundo das Notas Técnicas da Ibrape (RA-105), e publicado na revista Eletrônica, na década de 1960. Este também apareceu em outras publicações, com algumas modificações.

Este é o esquema dos amplificadores feitos pelo Gilberto (**Figura 1**):



Em nossas conversas, ele esclareceu que montou 20 desses amplificadores, perfazendo os 2000 watts da Furacão 2000. As placas impressas foram confeccionadas por um especialista que morava na cidade de Niterói – RJ, e que, segundo o Gilberto, já havia montado milhares desses amplificadores.

Gilberto Guarany ainda nos fez a gentileza de enviar uma placa nua, dos amplificadores que ele montou, que pode ser vista nas fotos abaixo.

*Engenheiro Eletricista

O circuito de 1969 tem estabilização térmica do estágio de saída que utiliza termistores. O publicado na década de 1980 é idêntico ao de 1969. O montado pelo Gilberto tem polarização fixa. Foi, aparentemente, um circuito de muito sucesso, e sua simplicidade e funcionalidade gerou muitas versões interessantes, algumas das quais serão citadas adiante.

A placa é da época, tem quase 50 anos, e estava um pouco oxidada. Limpamos, com cuidado, e envernizamos a face cobreada. Ela tem quatro erros na serigrafia; o resistor marcado como sendo de 330Ω é, na verdade, de $3,3\Omega$ e o resistor que está marcado R6 é, na verdade, R5 no esquema, e deve ser ajustado para obtenção da corrente de trabalho correta em T3 e T1 e T2 estão invertidos em relação ao encapsulamento padrão dos BC. Também há uma falha na face cobreada, de fácil correção. Não me espantaria o fabricante da placa ter cometido esses erros de propósito, para se proteger de copiadores, pelo menos aqueles sem muito conhecimento de eletrônica.

Nosso colaborador, o professor José Roberto Pereira, gentilmente, nos mandou farta documentação sobre esse projeto da Ibrape, o que foi útil para a feitura deste artigo.

Outras informações úteis sobre ela também nos foram passadas pelo Arthur Tadeu Iloy, indicado pelo Gilberto Guarany, e a quem também agradecemos, que é especialista em áudio e conheceu o técnico que fabricou as placas, já falecido, e que se chamava Humberto Torres de Carvalho.

Segundo o Arthur, o Humberto foi o responsável por sonorizar boa parte das boates do Rio de Janeiro na época (década de 1970), utilizando esse circuito, e ele dizia que, das quase duas mil placas que montou, apenas três retornaram com problemas construtivos.

Ok, mas, se o circuito já foi avaliado e foi objeto de artigos em Antenna, anteriormente, o que faremos agora?

Pretendemos avaliar o circuito original da Furacão, sem os controles térmicos da versão mais recente da Ibrape, e compará-la com esta última.

Também iremos comparar o desempenho do circuito com transformadores impulsores diferentes: o original, de núcleo grão-orientado (GO), que era comercializado pela Audium sob código 1100D, e um com núcleo com grão não-orientado (NGO).

Para quem quer, hoje, montar um amplificador destes, seja por hobby ou porque tem aplicação prática, esse transformador impulsor original é um problema. Ferro-silício de grão orientado é material difícil de se obter e caro.

Pesquisando na Internet, encontramos, no Brasil, apenas uma loja que o vende no varejo, apenas a quilo, com custo elevado. Nessa pesquisa, consultei, por intermédio de nosso colaborador Dante Efrom, a Schatz Transformadores, para encomendar o transformador.

Dante me indicou o Dr. Engenheiro Alexandre Simionovski, que, atenciosamente, após algumas discussões sobre o assunto, nos ofereceu uma solução adequada.

Ocorre que esse material, GO, é mesmo difícil de se obter e caro, além de ter que ser verificada a característica de orientação do grão, pois ela pode variar conforme o fabricante; assim o Dr. Alexandre sugeriu recalculando o núcleo para o uso de grão não-orientado, que é comum, mais barato e fácil de se encontrar.

Neste caso, o entreferro (gap) do núcleo teria que ser recalculado; no transformador original, ele não é necessário. Com o núcleo NGO, mantida, ou aumentada, a indutância no primário, poderia haver a necessidade de um entreferro.

Encomendei então um transformador com a Schatz, adequado para substituir o 1100D, e eles poderão fabricar conforme haja demanda, bastando entrar em contato (<http://www.schatz.eng.br/>). Na próxima parte deste artigo, iremos descrever os resultados com esse núcleo.

Passemos agora à montagem do RA-105 propriamente dita.

Esse circuito tem algumas características interessantes, além do transformador impulsor; a saída trabalha em contrafase, com polarização fixa de base para definição de sua corrente de repouso, por intermédio de R15, R16, R17 e R18, no esquema da figura 1.

Se considerarmos desprezíveis as correntes quiescentes de base de T4 e T5 e a resistência dos enrolamentos secundários de Tr1, então a tensão **V_{be}**, nessa condição, para VCC de 45V, será igual ou inferior às tensões em R16 e em R18, ou seja,

$$\mathbf{V_{be_{4,5}} \leq 45V \times (4,7\Omega / (4,7\Omega + 500\Omega)) \approx 0,42V}$$

Vemos que os transistores estão ainda em situação próxima ao corte.

Com essa polarização inicial, poderá ocorrer distorção de transição (crossover) significativa e talvez este tenha sido o motivo do circuito ter sido modificado para a inclusão de controle térmico, conforme os artigos posteriores da Ibrape.

Assim, se os valores de R19 e R20 (R_E) forem adequados, a tendência é que as variações de corrente de base, com as consequentes variações em emissor, não sejam suficientes para que ocorra corrida térmica e a destruição de T4 e T5. O uso de termistores ou diodos para auxiliar nessa compensação permite R_E menor e maior eficiência do estágio de saída.

Para a estabilidade térmica, nessa configuração de saída, é necessário o correto dimensionamento dos dissipadores de calor de T4 e T5, e que os valores de R19 e R20, em seus emissores, sejam suficientes para que os aumentos das correntes de coletor de T4 e de T5, decorrentes do aquecimento de suas junções, sejam compensados pela redução que eles irão impor à tensão entre base e emissor dos transistores.

Isso se dá quando é atendida a seguinte desigualdade (Ref.: **Projetos de Circuitos com Transistores – Texas Instruments, Guanabara 2, 1979, páginas 214 a 218**):

$$R_E > \frac{\theta_{J-A} V_{CC} [(R_{B1} + R_{B2} + r_{B'}) (0,0693 I_{CBO} - I_{CQ} dh_{FB}^*/d_{TJ}) + 0,0025]}{1 - \theta_{J-A} V_{CC} (0,0693 I_{CBO} - I_{CQ} dh_{FB}^*/d_{TJ})}$$

Onde:

θ_{J-A} = resistência térmica da junção para o ambiente de T4 e T5

R_{B1}, R_{B2} e $r_{B'}$ = Resistência equivalente do circuito de polarização de base de T4 e T5, do secundário do transformador excitador e resistência de base de T4 e T5

I_{CBO} = corrente de corte de coletor, com emissor aberto

I_{CQ} = corrente quiescente

h_{FB}^* = ganho de corrente total em base comum = $(i_c - I_{CBO})/i_e$

Assim, vemos que, se o amplificador está operando em classe B e as condições acima são atendidas, ele deve funcionar adequadamente. Duas mil unidades em funcionamento são um bom indicador de que o projeto está adequado.

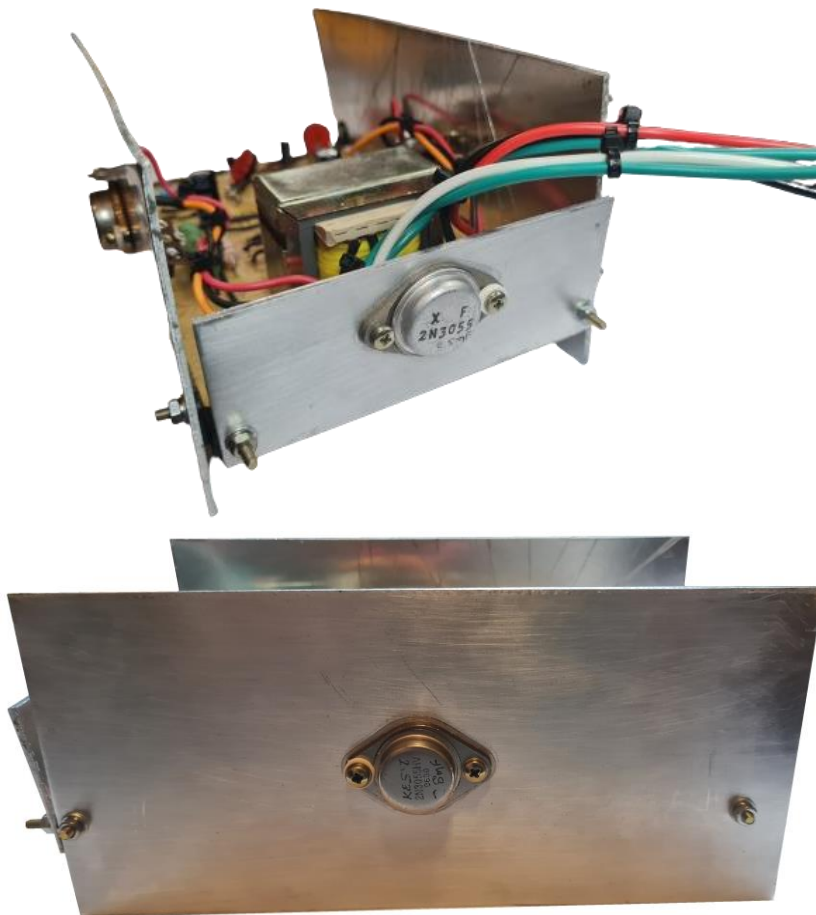
A recomendação de dissipadores para T3, T4 e T5 é a seguinte (tamanhos mínimos):

Para o excitador em classe A (T3): 21cm² de alumínio enegrecido de 1,5mm de espessura. Para os transistores de saída (T4 e T5): 120cm² para cada um, alumínio enegrecido de 120mm², montagem vertical.

Em nosso caso, utilizamos dissipadores em alumínio natural, de 1,5mm de espessura e área bem superior, no caso, 180mm² para cada um dos transistores de saída e 44cm² para o excitador.

Adotamos essas dimensões pelo uso de alumínio natural e para auxiliar no suporte mecânico da montagem, que pode ser vista abaixo:





Para T1 e T2, utilizamos o BC550, para T3, um 2N3055, da década de 1970, da Fairchild e, para T4 e T5, o 2N3055HV. Como a tensão de alimentação é de 90V simétricos, e iríamos fazer testes de potência contínua de longa duração, esse transistor foi escolhido pelo seu V_{CE0max} de 100V, superior aos 70V do 2N3055. Para quem pretenda montar este amplificador, recomendamos o uso de transistores da mesma família do 2N3055, mas com V_{CE0} maior, como o MJ15015, ou mesmo o MJ802.

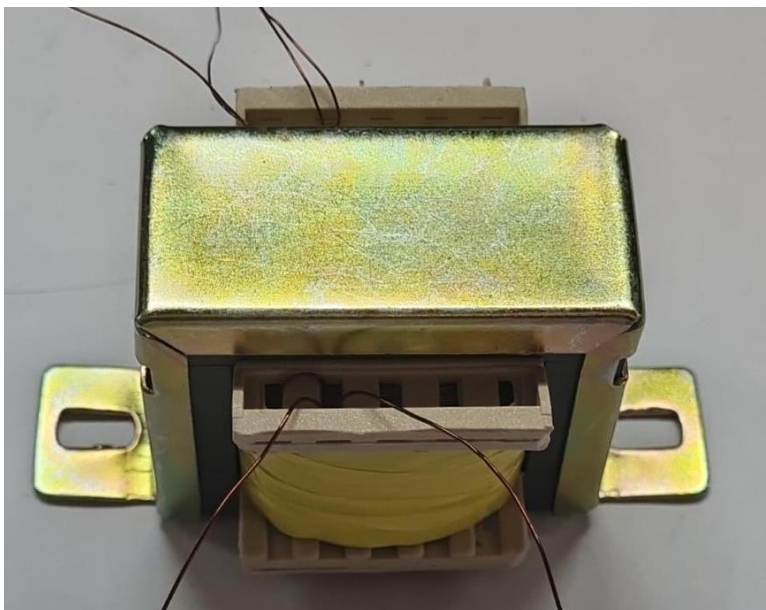
O Arthur nos informou que, recentemente, utilizou o 2SC5200, com sucesso.

O transformador impulsor é um elemento fundamental, que ditará a qualidade do amplificador. A descrição na Nota Técnica mostra um núcleo grão-orientado de 16mm de perna central e 21mm de empilhamento, com enrolamento trifilar de 275 espiras e indutância primária de 180mH a 1kHz. Interessante observar que, no artigo de 1968, o núcleo teria secção quadrada, de 15mm por 15mm.

Enquanto a Schatz produzia o transformador com núcleo NGO, adquirimos, com o valioso auxílio do Christian Luloian, o material para o transformador com GO e esta primeira parte do artigo se refere à montagem com este último.

Se São Pedro colaborar, o transformador da Schatz, que foi por nós adquirido e que está em transporte pelos Correios, será colocado na placa e testado na segunda parte.

Confeccionamos o transformador com o núcleo de área maior (16mm x 21mm). Nosso medidor de indutância mostrou um valor aproximado de 200mH.



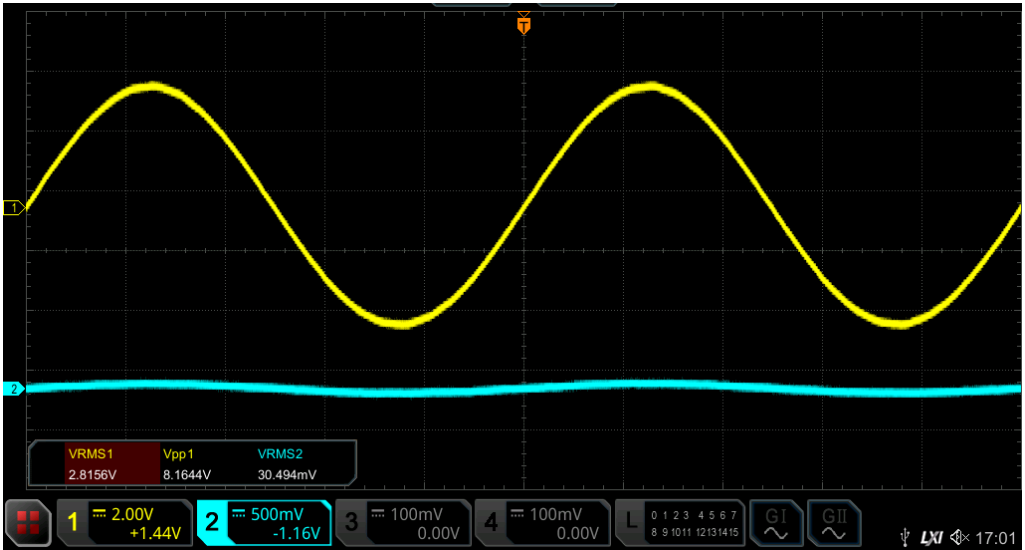
Montado o circuito, energizamos com nossas fontes estabilizadas em 45VCC simétricos, limitando a corrente a, no máximo, 500mA.

A corrente de repouso do estágio de saída manteve-se um pouco abaixo do previsto no artigo, em torno de 60mA, e ficou estável.

Ajustamos o resistor R6 de forma a obtermos 12V sobre C7, e T3, que trabalha em classe A com 250mA, decorrentes deste ajuste, esquentou bastante, mas o dissipador permitiu que tocássemos nele.

Sabemos que um problema nesses estágios de saída é a avalanche térmica, então, mantivemos o amplificador energizado, com carga e sem sinal, por três horas, nas quais houve apenas uma pequena variação de corrente inicial, seguida de estabilidade.

pós esse teste, tratamos de medir a potência máxima de saída que o RA-105 pode entregar, antes do ceifamento. Medida com 8Ω de carga, em 1kHz, obtivemos aproximadamente **99W** eficazes, conforme abaixo:

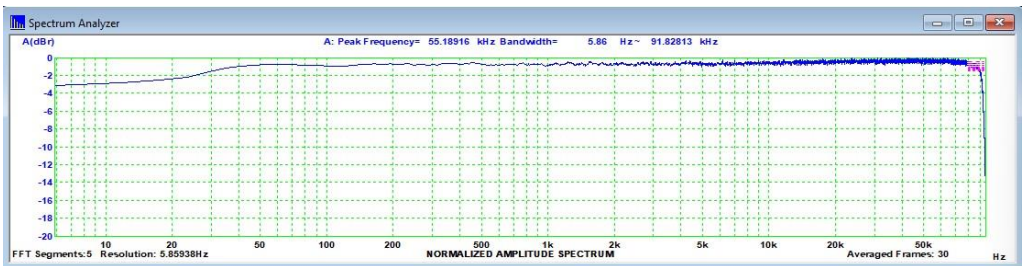


A ponta de prova do osciloscópio estava configurada para atenuação de 10X. Nos testes de distorção chegamos a valores superiores, em torno de 104W, sem distorção significativa.

No artigo de Antenna o valor obtido foi menor (92,5W), e os articulistas esclareceram que o problema seria na fonte de alimentação. De fato, com fontes não estabilizadas, a tensão cai com a carga, o que abaixa a potência máxima contínua disponível. Com sinais de áudio normais, isso não é problema. Boa característica, obtida com um par de 2N3055 (sim, é possível, com um bom projeto, conseguir-se 100W com um par deles); dois pares e o reajuste das correntes de repouso permitiriam trabalhar com mais potência, em cargas de 4Ω.

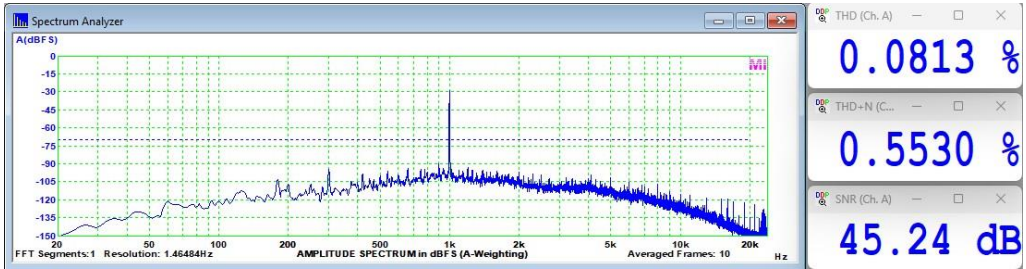
Resposta em frequência

Medida a 1W em 8Ω, apresentou linearidade muito boa, conforme abaixo:

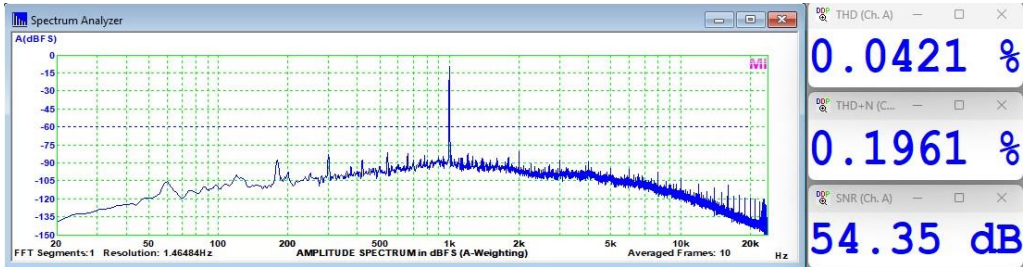


Varição inferior a 1dB de 40Hz a 20kHz, com f_{-3L} a 10Hz. O limite do analisador é 92kHz. O RA-105 deve responder bem a frequências bem mais altas que esta.

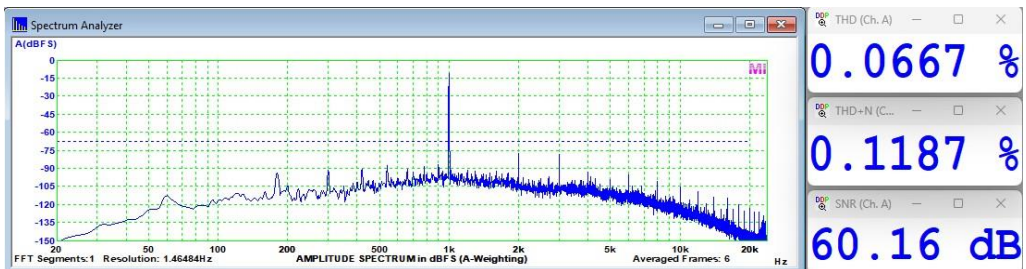
Distorção Harmônica Total e Relação Sinal-Ruído, a 1kHz/8Ω a 1W (Curva A)



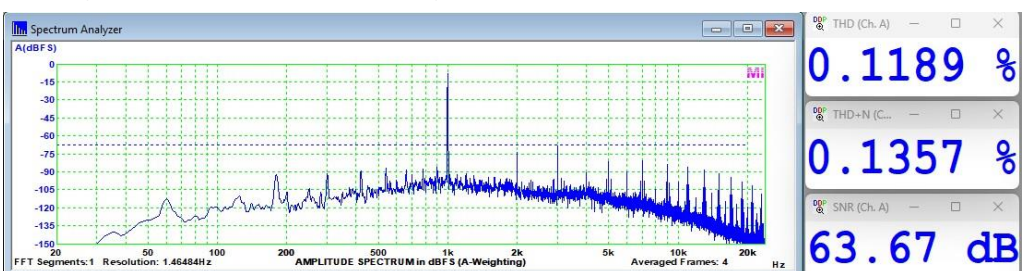
Distorção Harmônica Total e Relação Sinal-Ruído, a 1kHz/8Ω a 10W (Curva A)



Distorção Harmônica Total e Relação Sinal-Ruído, a 1kHz/8Ω a 50W (Curva A)

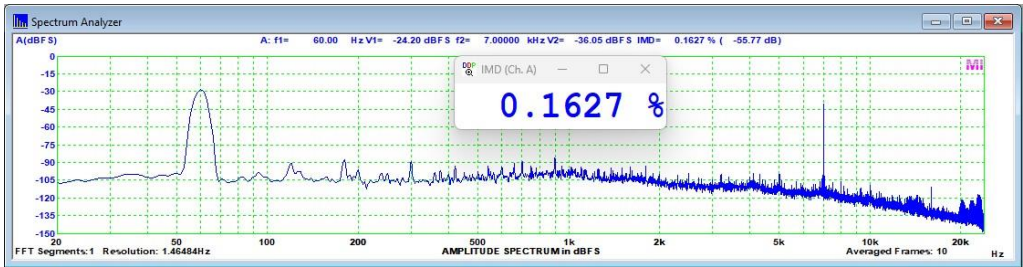


Distorção Harmônica Total e Relação Sinal-Ruído, a 1kHz/8Ω a 100W (Curva A)

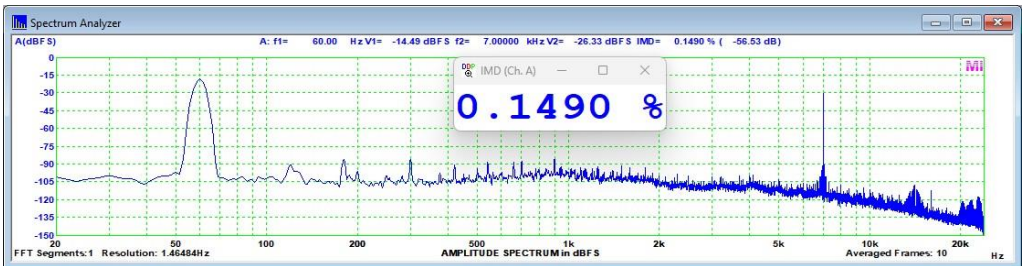


Valores bons e compatíveis (até melhores), com os especificados. A relação sinal-ruído poderia ser um pouco melhor, mas isso depende da montagem, blindagem etc. Valores bem melhores do que os medidos em Antena para o “Super 200W”.

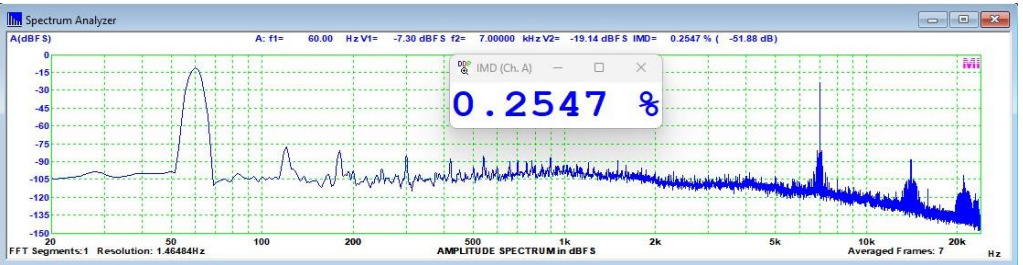
Distorção por Intermodulação (SMPTE), a 1W/8Ω



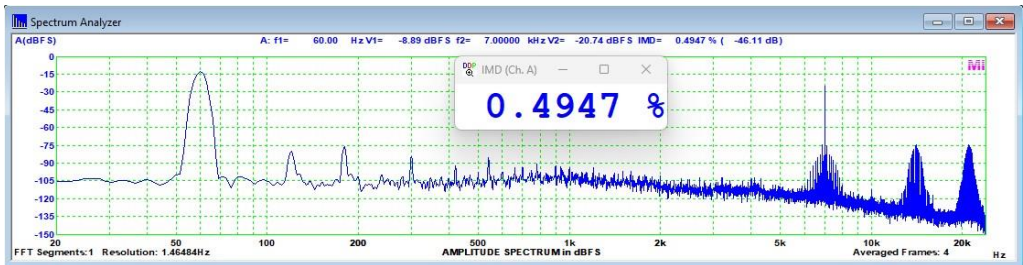
Distorção por Intermodulação (SMPTE), a 10W/8Ω



Distorção por Intermodulação (SMPTE), a 50W/8Ω



Distorção por Intermodulação (SMPTE), a 100W/8Ω



Os valores de D.I. são bons, principalmente se levarmos em conta a simplicidade do circuito.

O consumo do amplificador e de sua fonte foi, a 103W na saída, de 193W, mostrando boa eficiência, em torno de 55%.

A fonte de alimentação sugerida para o RA-105, não estabilizada, fornece aproximadamente 50VCC simétricos sem carga, e, se o transformador for de boa qualidade, com carga máxima será possível alcançar os 100W declarados, como ocorreu com nosso protótipo.

Pesquisando melhor a origem e a utilização desses circuitos da Ibrape, bem como ouvindo os especialistas acima citados, que viveram essa época, vemos que o RA-105 é um projeto muito bom, considerado o contexto.

Seu “Calcanhar de Aquiles” é a rejeição ao ruído, que, entretanto, não compromete muito. Creio que um leiaute criterioso da placa, particularmente quanto ao aterramento e às conexões de entrada, poderiam melhorar muito este quesito.

Para sonorização de grandes ambientes, o RA-105 serviu muito bem, com custo baixo, facilidade de montagem e componentes acessíveis, mesmo hoje.

Aqueles que se divertiam, na década de 1970, nas boates e shows no Rio de Janeiro, muito provavelmente, dançavam ao som reproduzido por esses equipamentos, e mesmo outros, industriais, que também utilizavam o Audium 1100D e a configuração na RA-105, como foi o caso da Staner.

Posteriormente, conforme relatos na Internet, variações desse circuito surgiram: como o estágio de saída e o transformador excitador apresentam simplicidade e boa performance, alguns montadores “bolaram” soluções engenhosas para aumentar a potência e melhorar a qualidade sonora, tais como:

- substituir T1, T2 e T3 por um amplificador integrado, tipo o TDA2020, fornecendo potência suficiente para o transformador excitador (coisa de alguns watts);
- montar uma versão diferente do transformador excitador, com 4 secundários, alimentando dois pares (ou mais) de 2N3055 em configuração “bridge”, de forma que o amplificador possa fornecer 400W, ou mais (!), à carga, com baixo custo.

E, por enquanto, ficamos por aqui. Na segunda parte deste artigo avaliaremos o RA-105 com o transformador comprado da Schatz, de grão não-orientado. Esperamos que a empresa, seus empregados, o Dr. Alexandre e seus familiares estejam bem e que, em breve, a enchente que assolou o Rio Grande do Sul fique apenas no passado.

No mais, só temos a agradecer a Dante Efrom, Gilberto Guarany, Arthur Tadeu, ao Dr. Alexandre Simionovski, ao Prof. José Roberto e a Christian Luloian pelo apoio e pelas informações necessárias para a confecção deste artigo.

Até breve!



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 contato@revistaantenna.com.br, 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.

Um Plasma Complicado

Enquanto o Mario atendia aos fregueses da manhã, Carlito e Zé Maria aguardavam a chegada do Toninho, para então seguirem para a oficina.

- Eu sabia, Carlito! Aquela história de querer consertar tudo aquilo que pode ser ligado em uma tomada só poderia terminar em encrenca.
- É... esse é o problema do nosso amigo: falar demais!
- E agora estamos em uma baita confusão envolvendo um fabricante, uma mulher desequilibrada, um técnico falador... e um secador de cabelos!
- Lá vem ele... espero que traga boas notícias.
- Booommm dia!!! Depois dessa estou com vontade de fazer um curso de Direito, sabem?
- Vamos recapitular a história toda, Toninho. Conte os detalhes para o Zé Maria.
- Então... Tudo começou quando a Dona Zéfa trouxe o seu secador de cabelos, que segundo ela “não liga”.
- O que pode haver de tão difícil em um secador?

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

- Espere, Zé Maria. Era um “Tourmaline” com gerador de íons. Coisa para profissional, com 2000W de potência!

- E o que havia de errado?

- A primeira vez que ela trouxe o secador para ser reparado, deparei com o interruptor geral aberto. Comprei um original, substituí o interruptor, arrumei a fiação e entreguei no dia seguinte. Na semana passada retornou com o mesmo defeito. Aí resolvi observar com mais atenção o tal secador: Lá estava a plaquinha de identificação: 2.000 Watts – 127 V. O plugue da tomada é para 20 Ampères e o cabo de força, bem avançado suporta com facilidade os 15,7 Ampères que ele consome.

- Se não tem nada de anormal, por que a tal chave geral teve de ser trocada novamente?

-Estou com ela aqui no bolso.... Olhe!



FIG 1 – Chave original – 10 A

- Hum....10 Ampères. Algo está errado! Pelas especificações o secador consome 15 Ampères e mais alguma coisa.

- Pois foi aí que a encrenca começou. Toninho relatou tudo isso para a Dona Zéfa, que como boa criadora de casos, entrou em contato com o fabricante, o qual não deu a mínima, apesar de ser uma marca conhecida.

- Como não teve resposta, Dona Zéfa recorreu ao juizado de pequenas causas, movendo uma ação indenizatória, o que acabou envolvendo até nossa oficina, pela necessidade de um laudo técnico.

- E aqui estou eu, trazendo a novidade: Dona Zéfa aceitou um acordo e vai receber um secador novo e algum dinheiro pelos danos morais.

- Mas.... mas... o modelo não é o mesmo? Vai ver a chave é igual a essa e daqui a pouco terá de ser substituída.

- Aí vai ser outra história! Parece que a Dona Zéfa gostou de ir ao Fórum, lidar com advogados e coisas assim.

- Depois dessa, Zé Maria acerta as contas, Toninho come mais uma broinha de milho e vamos para a oficina!

Pouco depois, os nossos amigos já estavam em torno de um Televisor Samsung PL51F4000.

- Não gosto nem de chegar perto desses televisores a Plasma!

- Então chegue para lá, Zé Maria... Estou querendo saber como, ou mesmo se, o Carlito vai arrumar essa “coisa”!

- Já sabemos que o problema é aqui na fonte...

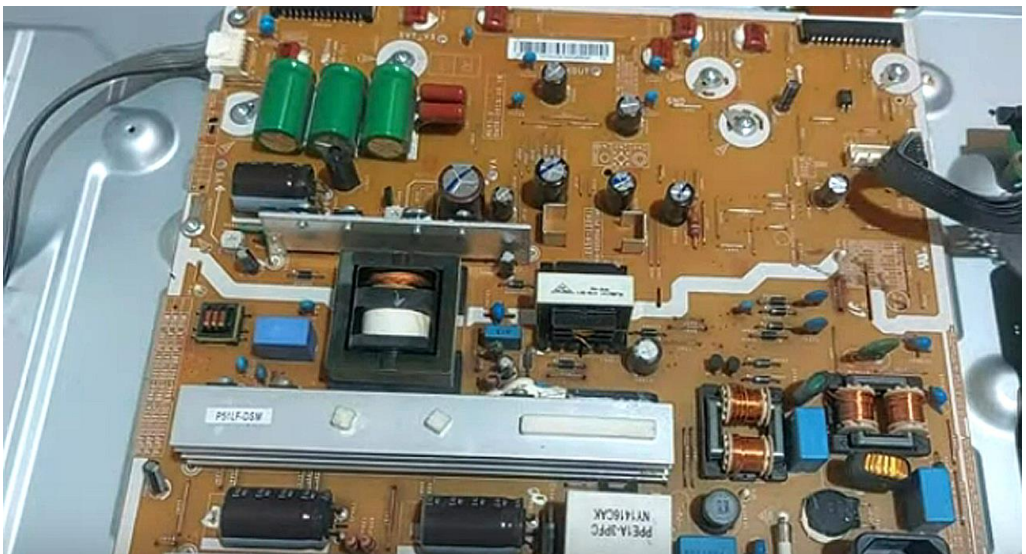


FIG 2 – Fonte Samsung

- Então trocamos a placa e...

- Assim? Sem ao menos tentar? Deixe de preguiça, Zé Maria!

- O que você sabe a respeito desse televisor, Toninho?

- Ao ligar pela primeira vez, VS chega a uns 180 V e cai. Às vezes chega a dar imagem por uns 3 minutos, depois apaga tudo e o LED de “Stand by” pisca 2 vezes, em ciclos. Na fonte só tem presente o “Stand by”; D5 e os 15 V não tem.

- Ah! Também fiz o “auto gen” para ver se defeito era na “main”, porém fica dessa forma, como disse.

- Vamos chavear essa fonte na bancada! Na série 43F4000, quando acontece algo parecido, ela fica sem os 5vcc do Stand by”(A5V). Altera-se um SMD de 200k para 10k e a tensão A5V aparece.

Mas foi pura perda de tempo. Nada se alterou.

- A fonte usada nessa 51F4000 é a BN44-00599A. Será que alguém já pegou esse sintoma e resolveu? Talvez se...

- Largue o Notebook, Toninho ! Estou achando que o SQT7011K é o causador do problema.

- Palavra que me perdi... Como você ligou a fonte, Carlito?

- Vamos lá, Zé Maria: anote aí!

. Aterre o OS-ON

. Aterre VS-COM

. Alimente VS-ON com um resistor de 1k ligado ao A5V

- Note que, sem chavear, a tensão A5V deverá estar sempre presente. Só isso!

Uns quinze minutos depois, após trocar CQ815 e CB803, o televisor estava da seguinte maneira:

Se ligasse a fonte sem a “main”, de imediato não tinha VS. Quando muito dava uma piscada na carga e apagava; passa-se uns segundos, a carga acende normalmente e todas as tensões aparecem. Colocando-se a fonte no televisor, que já estava com “stand by” pré acionado, dá o pulso VS e corta. Mesmo se aguardando alguns minutos, nada do televisor liberar VS e VA.

É preciso desligar o aparelho, deixar em “stand by”, ligar o cabo AC e aguardar um pouco, aí... acionando-se o “Power”, VS vem estável com o televisor funcionando.

- Ainda tem algo de errado! VS precisa vir estável já ao ligar a tomada de CA na placa. De volta pra bancada até resolver...

- Se tivéssemos o esquema da fonte...

- Esqueça, Toninho! Não existe! Mas.... para sorte nossa, temos um boletim do fabricante da fonte, “Dong Yang”, com um esquema bem parecido.

- Olhem o que achei nos meus guardados: Uma informação sobre esse mesmo sintoma, coisa antiga e que havíamos resolvido com a substituição do ZD8802.

- Não custa nada tentar...

Pouco depois...

- Substituí o Zener ZD8802 de 15 V. Coloquei um de 9V1 mesmo, pois a tensão ali não ultrapassa 1vcc. Estou dizendo que o Zener era de 15 V pois é assim que está anotado, se ele é realmente de 15 V, só olhando na listagem de peças, que não temos!

A Fonte ficou ótima! Em teste, após horas funcionando, voltou a desligar e religar...

- Repassei a fonte toda novamente e não achei o que fazer, Carlito!

Pouco depois, finalmente, tudo parecia normal.

- O que você fez, Carlito?

- Parti então para a “main”, e mesmo não achando alteração na linha de 3v3, troquei o regulador e, desde então, tenho testado direto o Samsung e nada de reiniciar mais!



FIG 3 “main” Samsung

- Então havia mais um problema, desta vez na linha de 3V3.

- Tinha sim, Toninho! Um SMD logo abaixo do soquete DC, o IC806, com a inscrição 1G1C. Procurei na sua sucata e achei um 1G1X. Pode fechar!

- Tudo bem... mas minha cisma com os televisores de plasma continua...