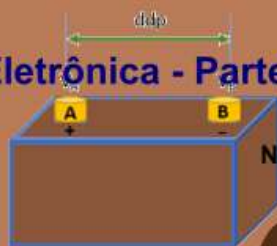


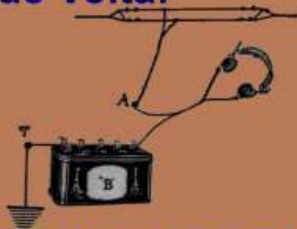
Fundamentos de Eletrônica - Parte III



NÚMERO 5/20 (1211)

NOVEMBRO/2020

TVKX Está de Volta!

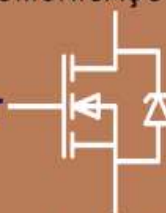


antenna

ELETRÔNICA - SOM - TELECOMUNICAÇÕES

ANTENAS: Coaxial ou Linha Aberta?

Projetando um Estágio Seguidor de Fonte com MOSFET



Projeto de Fonte Estabilizada - Parte III

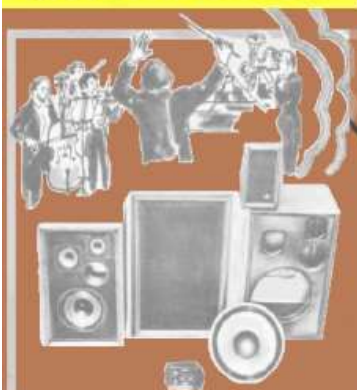


**incluindo
REVISTA DO SOM**

As Fontes de Sinal de Áudio

Análise do Amplificador Quasar QA4400

Processamento Digital em Caixas Bass-Reflex



Para o Técnico Reparador:

Microprocessadores e Microcontroladores

antenna

Número 5/20 – Novembro de 2020 – Ref. 1211

NOTA DA EDIÇÃO - Neste mês temos mais um excelente colaborador de volta às páginas de Antenna: O Eng. Jaime Gonçalves de Moraes Filho volta a colaborar com suas experiências na seção TVKX, contando os divertidos “causos” de oficina de reparação. Seja bem vindo, Eng. Jaime!

SUMÁRIO

2	Projetando um Estágio Seguidor de Fonte (MOSFET em Dreno Comum).....	<i>Álvaro Neiva</i>
18	As Fontes de Sinal de Áudio.....	<i>João Yazbek</i>
21	TVKX O Reinício.....	<i>Jaime Gonçalves de Moraes Filho</i>
26	Resposta Temporal de Alto Falante em Caixa Refletora de Graves Processada por Filtros Digitais.....	<i>Francisco Monteiro</i>
47	Microprocessadores e Microcontroladores – O Que É Importante Todo Técnico Reparador Saber.....	<i>Paulo Brites</i>
53	ANTENAS: Coaxial ou Linha Aberta?.....	<i>PY1AFA, Gil (SK)</i>
57	Projeto de Fonte de Alimentação em Corrente Contínua (conversor CA/CC) Com Regulador Linear – Parte III.....	<i>Álvaro Neiva</i>
73	Fundamentos de Eletrônica - Parte III.....	<i>Alfredo Manhães</i>
78	Análise do Amplificador Quasar QA4400.....	<i>Marcelo Yared</i>

Projetando um Estágio Seguidor de Fonte (MOSFET em Dreno Comum)

Álvaro Neiva*

Continuando nossa série em circuitos discretos classe A, vamos analisar outro estágio seguidor, dessa vez com um MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor).

Os três eletrodos do MOSFET também são o Dreno, a Porta (Gate) e a Fonte ou Supridor (Source). Existem duas variedades de estrutura de MOSFETs, fora a dopagem do material N ou P, num total de quatro tipos: MOSFET de depleção e MOSFET de enriquecimento, todos com versões N ou P.

Outra variedade de FET é o MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor), semelhante ao JFET, mas com um contato metálico, formando um diodo Schottky, entre a porta e o canal semiconductor, o qual conduz a corrente entre a Fonte e o Dreno, e não uma junção PN inversamente polarizada. O MESFET é usado em amplificadores de RF para micro-ondas.

A principal diferença prática entre os JFET e os MOSFET é o isolamento da porta por uma camada de óxido de silício, permitindo o aparecimento de tensões positivas entre a porta e o canal. Outra importante diferença, devido à construção do dispositivo (figura 1), é fazer aparecer nos MOSFETs de enriquecimento (enhancement), a necessidade de uma tensão mínima positiva entre a porta e a fonte para o começo da condução de corrente. Sem essa tensão, não existe um caminho de condução entre dreno e fonte, mas duas junções inversamente polarizadas.

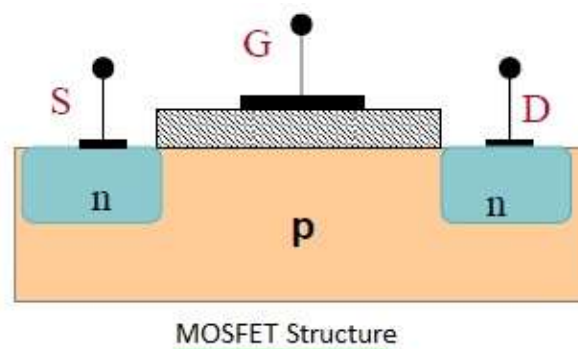


Figura 1

Os MOSFETs de **depleção** são mais parecidos com os JFET, mas podem ter tensões positivas de porta e conduzir correntes maiores que $IDSS$. Em ambos os tipos a porta está isolada por uma camada de óxido de silício e não há contato com o cristal semiconductor que conduz a corrente.

*Engenheiro Eletricista

Num MOSFET, a Porta (Gate) Canal está isolada por uma camada de óxido de silício e a corrente de porta é, mais uma vez, para CC, zero. Isso torna a operação do MOSFET também muito parecida com a das válvulas eletrônicas, onde a tensão entre grade e catodo controla a circulação de corrente. No MOSFET, o **campo elétrico** causado pela diferença de potencial entre a Porta (Gate) e a Fonte (Source) (V_{gs}) vai controlar a circulação de elétrons **ou** lacunas pelo cristal semiconductor do dispositivo.

Havendo campo elétrico entre dois condutores separados por um isolante, forma-se um capacitor, onde cargas elétricas são armazenadas, a capacitância de entrada do MOSFET.

O MOSFET é um **dispositivo controlado por tensão**, tendo como elétrons ou lacunas portadores de corrente, portanto unipolar, e elevada impedância de entrada, como uma válvula eletrônica.

Essa análise é válida para CC, em CA, entram em cena as capacitâncias internas do FET.

A dependência entre a tensão V_{GS} e a corrente I_D não é linear como entre I_C e I_B .

O Circuito básico com MOSFET de enriquecimento (os mais usados), em Dreno Comum ou Seguidor de Fonte:

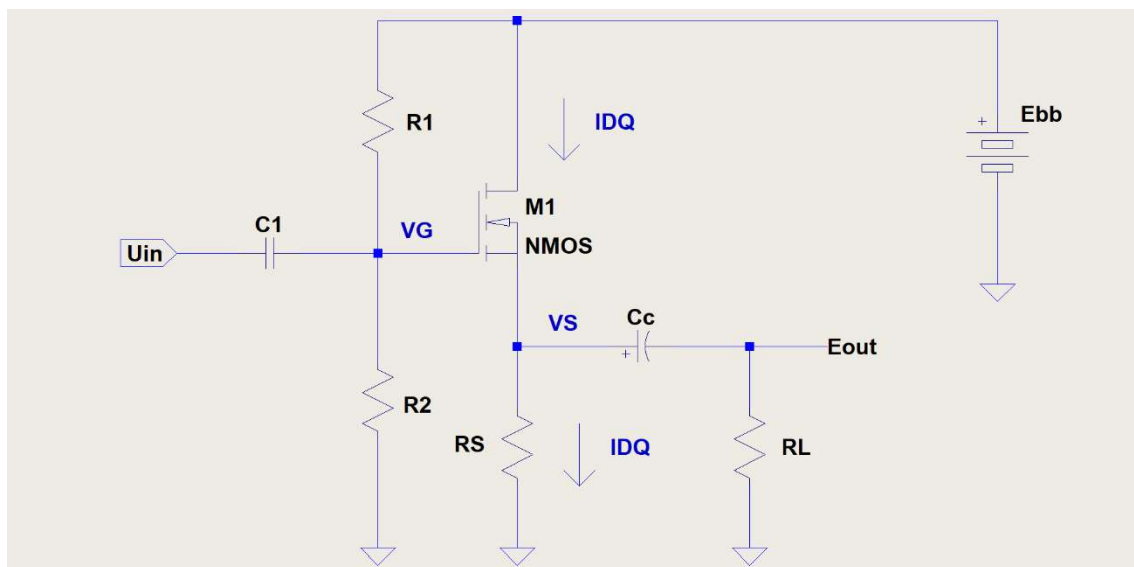


Figura 2

A relação entre I_D e V_{GS} de novo não é linear e será aproximada pela Equação de Shockley, modificada (aplicada para V_{DSQ} e I_{DQ}):

$$I_{DQ} = k \cdot (V_{GSQ} - V_{GSTh})^2, \text{ para } V_{GSQ} > V_{GSTh}$$

V_{GSTh} é o valor da tensão para condução inicial do MOSFET, para $I_D > 0$;

k pode ser obtido aproximadamente de um ponto de operação que conste do manual.

Então:

$$\frac{I_{DQ}}{(V_{GSQ} - V_{GSTh})^2} = k$$

$$\left(\frac{I_{DQ}}{k}\right)^2 + V_{GSTh} = V_{GSQ}$$

Uma forma de lidar com essas equações é usar os gráficos das curvas características do FET...

Nesse método tradicional, o das retas de carga, traça-se uma reta no gráfico $I_D \times V_{DS}$ com inclinação $1/R_S$ e outra com inclinação $1/(R_S // R_L)$.

Como sempre, no roteiro para o projeto, nosso primeiro passo vai ser determinar a I_{DQ} necessária para conseguir a excursão V_p desejada.

Para fazer o projeto, partimos das especificações do sinal de saída e resistência de carga.

Roteiro de Projeto

1. Especificações de saída:

1.1. Tensão de pico de saída, V_p ;

1.2. Resistência de carga R_L ;

1.3. Tendo V_p e R_L , a corrente de pico na carga será:

$$I_p = \frac{V_p}{R_L}$$

1.4. Então, vamos determinar a tensão total de alimentação E_{bb} , numa primeira aproximação:

$$E_{bb} \cong 3,5 \cdot V_p$$

Usando os dados do JFET e especificações de saída:

1.5. $E_{bb} > 2 \cdot (V_{GSTh} + V_p)$

2. Determinação do ponto de operação:

$$2.1. V_{DsQ} \geq (V_{GSTh} + V_p)$$

$$2.2. V_S \cong E_{bb} - (V_{GSTh} + V_p) \cong E_{bb} - V_{DsQ}$$

$$2.3. I_{DsQ} = \frac{V_S}{R_S}$$

2.4. Analisando o circuito, verificamos que:

$$I_{DsQ} \cdot \frac{R_S \cdot R_L}{(R_S + R_L)} \geq V_p$$

2.5. Substituindo I_{DsQ} :

$$\frac{V_S \cdot R_L}{(R_S + R_L)} \geq V_p$$

2.6. Então:

$$R_S = \frac{R_L \cdot (V_S - V_p)}{V_p}$$

2.7. O resistor R_S estabelece o valor de I_{DsQ} mas reduz a impedância de carga do estágio para CA a $\frac{R_S \cdot R_L}{(R_S + R_L)}$, limitando assim o valor de V_p , para uma dada I_{DsQ} .

Aumentar a I_{DsQ} leva a uma dissipação de calor cada vez maior.

Uma alternativa para aumentar a impedância de carga CA do estágio será, como no seguidor de emissor, usar uma fonte de corrente constante ($Z_{out}=\infty$) para absorver a I_{DsQ} , a qual poderá ser mais próxima de I_p . Então, vamos fazer $I_{DsQ} \cong 1,2 \cdot I_p$ ou até mesmo $1,4 \cdot I_p$, e deve-se ajustar I_{DsQ} na simulação para máxima excursão desejada e/ou distorção tolerada.

Um exemplo de fonte de corrente:

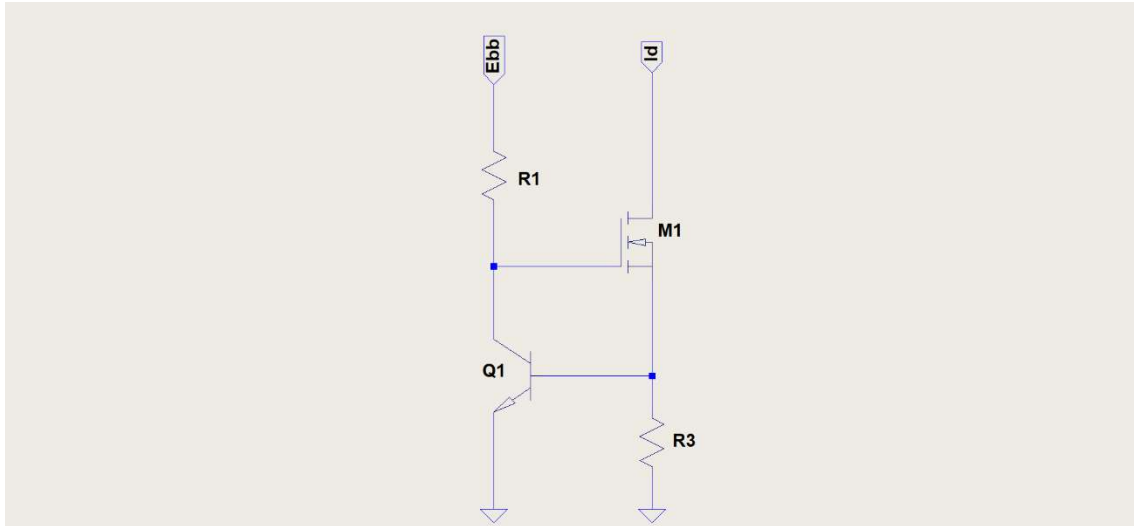


Figura 3

- a) $I_D = I_{Dq} = \frac{V_{beq1}}{R_3} \cong \frac{0,6}{R_3}$
- b) $R_3 = \frac{0,6}{I_{cq}} = \frac{V_{beq}}{I_{cq}}$
- c) $R_1 = \frac{E_{bb} - V_{GS(I_{cq})}}{I_{cq1}(V_{beq1})}$, onde I_{cq1} , a corrente de coletor de Q1, deve ser escolhida para um valor de V_{beq1} que corresponda à I_{cq1} pretendida; se preciso recalcule ou ajuste R_3 ;
- d) A impedância de saída da fonte de corrente será a maior de todas as alternativas;
- e) Essa configuração pode ser usada até correntes de alguns ampères.
- f) Também pode ser usada a fonte de corrente com dois transistores bipolares, já vista anteriormente.

3. Ganho de tensão do estágio (A_V) e resistência de saída R_O

3.1. Conhecida a transcondutância g_m , R_S e R_L :

$$g_m = 2k \cdot (V_{GSQ} - V_{GSOFF})$$

$$A_V = \frac{g_m \cdot (R_S // R_L)}{1 + g_m \cdot (R_S // R_L)}$$

$$3.2. R_O \approx R_S$$

4. Polarização e Impedância de Entrada

4.1. Polarizando o JFET N

4.1.1. Definida a corrente I_{DQ} , será preciso fornecer a tensão V_G necessária.

4.1.2. Quando o seguidor de fonte é acoplado diretamente a um estágio amplificador de tensão anterior, é necessário compatibilizar o ponto de operação de ambos os estágios.

4.1.3. Outro método de polarização simplificado é o mesmo usado para polarizar estágios com Fonte Comum, e será sempre usado quando o acoplamento com o estágio anterior ou a fonte de sinal for capacitivo e não direto (Fig. 4) (Ref. [1][2]).

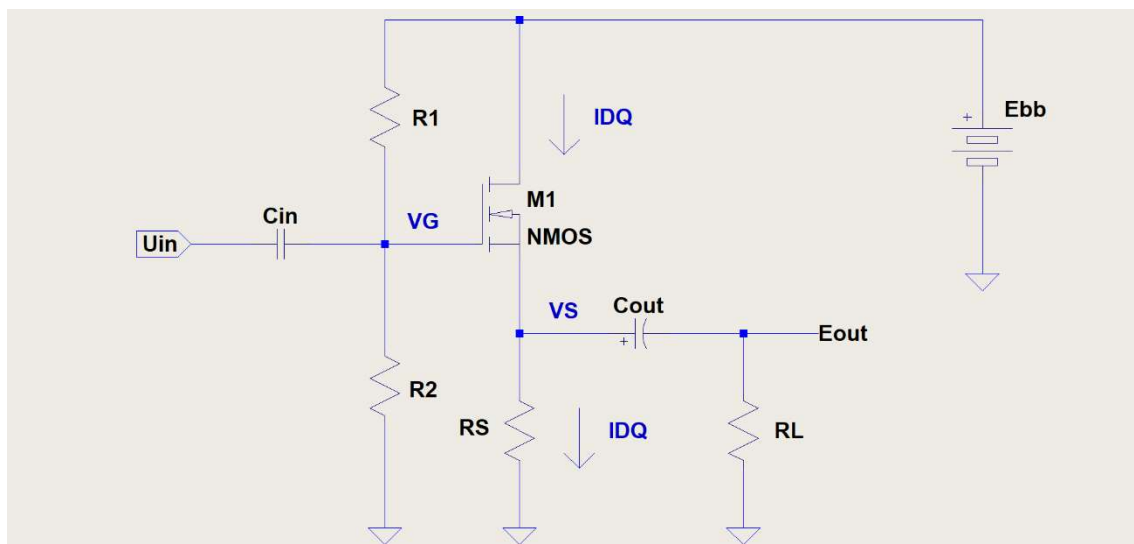


Figura 4

Aqui a tensão V_G é determinada por um divisor de tensão formado por dois resistores R_1 e R_2 , ligados à fonte E_{bb} :

$$a) V_G = E_{bb} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} = (V_S + V_{GSQ}), V_{GSQ} > 0$$

$$b) \frac{V_G}{E_{bb}} = m$$

$$c) R_2 = R_1 \cdot \frac{m}{(1-m)}$$

7. Impedância de Entrada do Estágio Seguidor de Fonte

7.1. A impedância de entrada do estágio polarizado pelo divisor de tensão será [1]:

- a) $R_{in} = \frac{R_1 \cdot R_2}{(R_1 + R_2)}$, para baixas frequências;
b) O capacitor de acoplamento com o estágio anterior, ou a fonte de sinal, C_{in} , vai ser calculado em função da frequência de corte inferior f_L :

$$C_{in} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot R_{in}}$$

- c) O capacitor de acoplamento com o estágio seguinte, ou a carga, C_{out} , vai ser calculado em função da impedância de saída do SE e carga R_L .

Não é conveniente usar C_{out} para determinar a frequência de corte inferior do estágio inteiro a -3dB, f_L .

Uma razão é reduzir a queda de tensão sobre C_{out} , causada por sua impedância. Isso vai reduzir a distorção para sinais grandes.

Portanto, vamos calcular C_{out} para uma $f_{-3dB} = f_L/10$.

A resistência de saída do SF vai ser:

$$R_O \cong R_S$$

Então, se f_L é a frequência de corte inferior do estágio:

$$C_{out} = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot (R_S + R_L)}$$

Para f_L em Hz e R_L em ohms, C_{out} resulta num valor em farads (F). Para obter o valor diretamente em μF , use:

$$C_{out} = \frac{10^7}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot (R_S + R_L)}$$

Podemos usar a mesma expressão para o SF com fonte de corrente.

- d) Um Exemplo:

Projetar um seguidor de fonte que sirva de buffer de entrada para um pré-amplificador com uma impedância de entrada de $5k\Omega$ no primeiro estágio;

e que ofereça uma impedância de entrada para a fonte de sinal de 500kΩ ou mais.

- Resposta em frequência com -3dB <5Hz;
- Tensão de saída de 8Vrms;
- Carga de 5kΩ.

$$E_p = E_{rms} \cdot \sqrt{2} = 8 \cdot 1,41 = 11,28V \approx 11,3V$$

$$I_p = \frac{V_p}{R_L} = \frac{11,3}{5000} = 2,26mA$$

Escolhemos o MOSFET NDS7002A para a função (Figura 5).

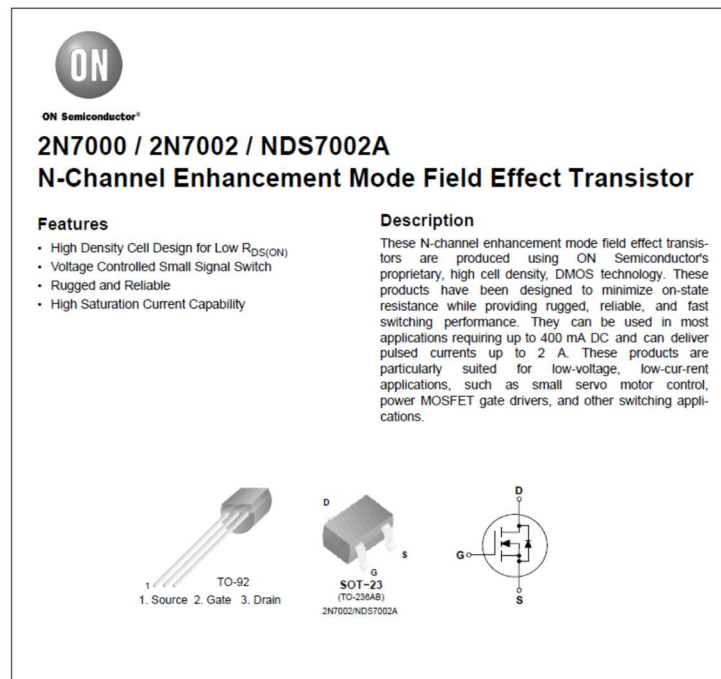


Figura 5

Electrical Characteristics (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	Type	Min.	Typ.	Max.	Unit
On Characteristics							
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 1 mA	2N7000	0.8	2.1	3	V
		V _{DS} = V _{GS} , I _D = 250 μA	2N7002 NDS7002A	1	2.1	2.5	

Figura 6

Absolute Maximum Ratings

Stresses exceeding the absolute maximum ratings may damage the device. The device may not function or be operable above the recommended operating conditions and stressing the parts to these levels is not recommended. In addition, extended exposure to stresses above the recommended operating conditions may affect device reliability. The absolute maximum ratings are stress ratings only. Values are at $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Value			Unit
		2N7000	2N7002	NDS7002A	
V_{DSS}	Drain-to-Source Voltage		60		V
V_{DGR}	Drain-Gate Voltage ($R_{GS} \leq 1 \text{ M}\Omega$)		60		V
V_{GSS}	Gate-Source Voltage - Continuous		± 20		V
	Gate-Source Voltage - Non Repetitive ($t_p < 50 \mu\text{s}$)		± 40		
I_D	Maximum Drain Current - Continuous	200	115	280	mA
	Maximum Drain Current - Pulsed	500	800	1500	
P_D	Maximum Power Dissipation Derated above 25°C	400	200	300	mW
		3.2	1.6	2.4	mW/ $^\circ\text{C}$
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-55 to 150		-65 to 150	$^\circ\text{C}$
T_L	Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/16-inch from Case for 10 Seconds	300			$^\circ\text{C}$

Thermal Characteristics

Values are at $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Value			Unit
		2N7000	2N7002	NDS7002A	
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	312.5	625	417	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Figura 7

Então, determinamos a tensão mínima de alimentação:

Por aproximação:

$$E_{bb} \cong 3,5 \cdot V_{rms} = 3,5 \cdot 8 = 24V$$

Tentando ser mais apertado:

$$E_{bb} > 2 \cdot (V_p + |V_{GSThmin}|)$$

$$E_{bb} > 2 \cdot (11,3 + 1) = 24,6V \approx 25V$$

Escolhemos $E_{bb} = 25V$ como valor inicial;

$$V_{Dsq} \geq (V_{GSThmin} + V_p)$$

$$V_{Dsq} \geq (1 + 11,5) = 12,5V$$

$$V_S = (E_{bb} - V_{Dsq}) = 12,5V$$

Determinamos R_S :

$$R_S \leq \frac{R_L \cdot (V_S - V_p)}{V_p}$$

$$R_S \leq \frac{5 \cdot (12,5 - 11,3)}{11,3} = 530\Omega$$

$$R_S = 510\Omega$$

Isso vai determinar I_{Dq}

$$I_{Dq} = \frac{V_S}{R_S} = \frac{12,5}{510} = 0,0245A = 24,5mA$$

$$V_S \cong E_{bb} - V_{DSq} = 25 - 12,5 = 12,5V$$

Nesse momento, verificar a dissipação é fundamental.

$$P_D = I_{Dq} \cdot V_{Dq} = 12,5 \cdot 0,0245 = 0,306W$$

Acima do limite, para uma temperatura ambiente máxima de 40°C.

O que fazer então?

Antes de usar uma fonte de corrente, podemos considerar o uso de dois MOSFETs em paralelo, lidando com metade de I_{Dq} ... Para isso seria preciso casar sua V_{GSQ} com a corrente I_{DQ} .

Vamos determinar a tensão V_{GSQ} necessária:

$$\frac{I_D}{(V_{GS} - V_{GSTh})^2} = k$$

$I_{D(ON)}$	On-State Drain Current	$V_{GS} = 4,5 V,$ $V_{DS} = 10 V$	2N7000	75	600		mA
		$V_{GS} = 10 V,$ $V_{DS} \geq 2 V_{DS(on)}$	2N7002	500	2700		
		$V_{GS} = 10 V,$ $V_{DS} \geq 2 V_{DS(on)}$	NDS7002A	500	2700		

Figura 8

$$\frac{0,5}{(10 - 1)^2} = \frac{0,5}{81} = k = 0,006173$$

$$\left(\frac{I_{DQ}}{k}\right)^2 + V_{GSTh} = V_{GSQ}$$

Usando o valor de I_{DQ} para cada um dos MOSFETS

$$\left(\frac{0,01225}{0,006173}\right)^2 + 1 = V_{GSQ} = 4,9V$$

$$V_G = V_S + V_{GSQ} = 12,5 + 4,9 = 17,4V$$

$$\frac{V_G}{E_{bb}} = k = \frac{17,4}{25} = 0,7$$

$$R_2 = R_1 \cdot \frac{k}{(1 - k)} = R_1 \cdot \frac{0,7}{(1 - 0,7)} = R_1 \cdot 2,33$$

$$R_{in} = \frac{R_1 \cdot R_2}{(R_1 + R_2)} = \frac{2,33 \cdot R_1^2}{R_1(1 + 2,33)} = \frac{2,33 \cdot R_1}{3,33} = 0,7 \cdot R_1$$

Especificado R_{in} , podemos determinar R_1 e R_2

$$R_1 = \frac{R_{in}}{0,7} = 1,4 \cdot R_{in}$$

$$R_2 = 2,33 \cdot R_{in}$$

Para R_{in} de 500k Ω

$$R_1 = 1,4 \cdot R_{in} = 700k\Omega \cong 680k$$

$$R_2 = 2,33 \cdot R_{in} = 1,63M\Omega \cong 1,5M\Omega$$

$$C_{out} = \frac{10^7}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot (R_o + R_L)}$$

$$C_{out} = \frac{10^7}{2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot (510 + 5000)} = 57,7 \mu F \Rightarrow 68 \mu F$$

$$C_{in} = \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot R_{in}} \mu F$$

$$C_{in} = \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 500.000} = 0,0637 \mu F \cong 0,068 \mu F$$

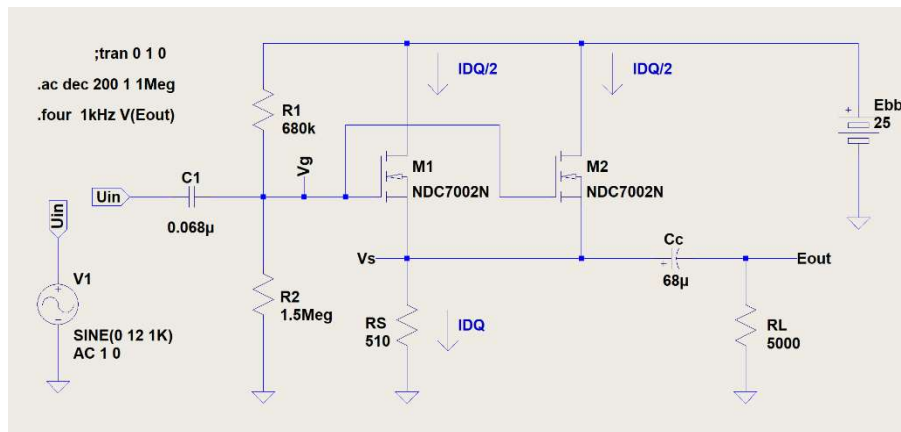


Figura 9

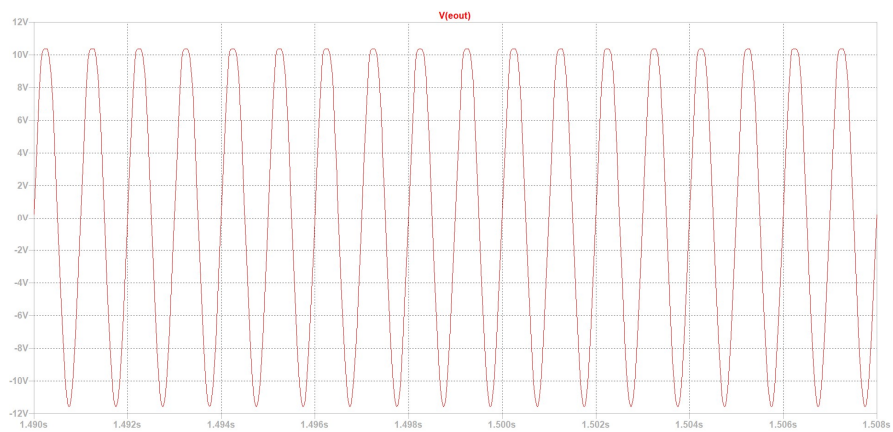


Figura 10

Observem a distorção, isso indica a necessidade de ajustar o ponto de operação.

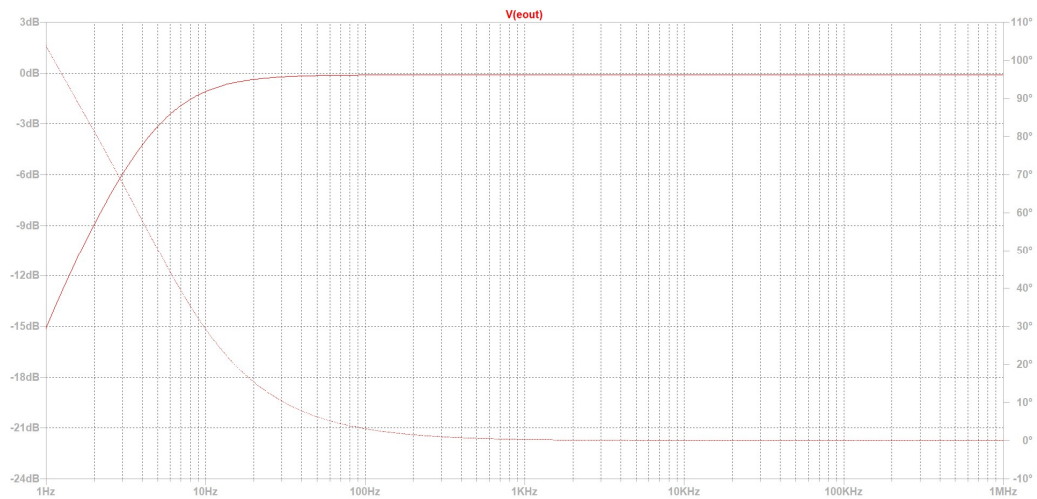


Figura 11

Ajustando a polarização, ajustando o resistor R1 no simulador para acertar a tensão V_s e I_{DQ} :

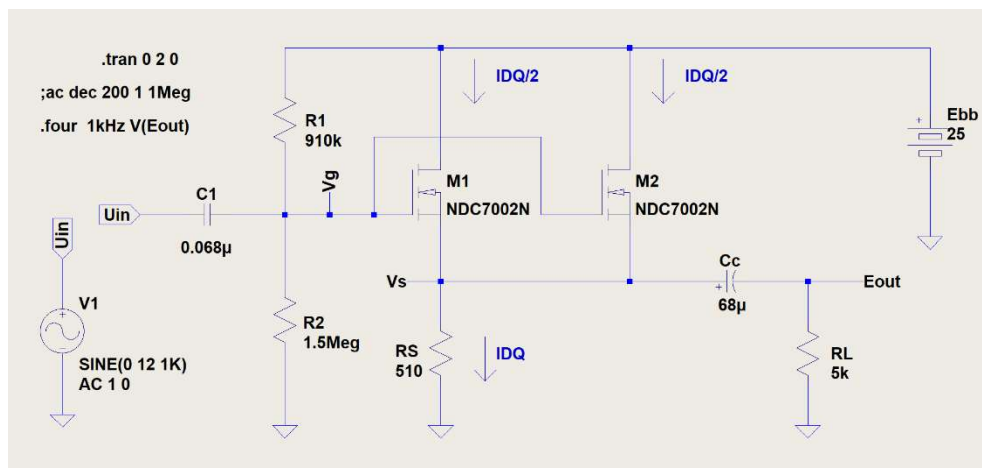


Figura 12

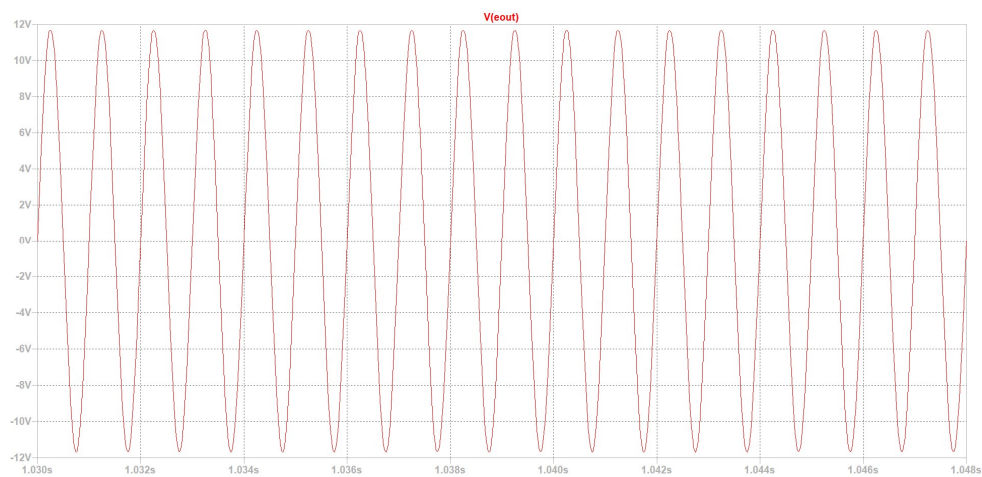


Figura 13

$$U_o = 8 V_{rms} = 11,3 V_{pico}$$

PD=148mW por FET, 296mW total e THD=1,3%@1kHz

Tentando usar a fonte de corrente para aumentar a eficiência:

- Determinamos I_p ;
- Fazemos $I_{Dq} = 1,2 \cdot I_p$

$$I_p = \frac{V_p}{R_L} = \frac{11,3V}{5k\Omega} = 2,26mA$$

$$I_{Dq} = 1,2 \cdot 2,26 = 2,71mA \approx 3mA$$

No mínimo.

Circuito simulado no LTSpice:

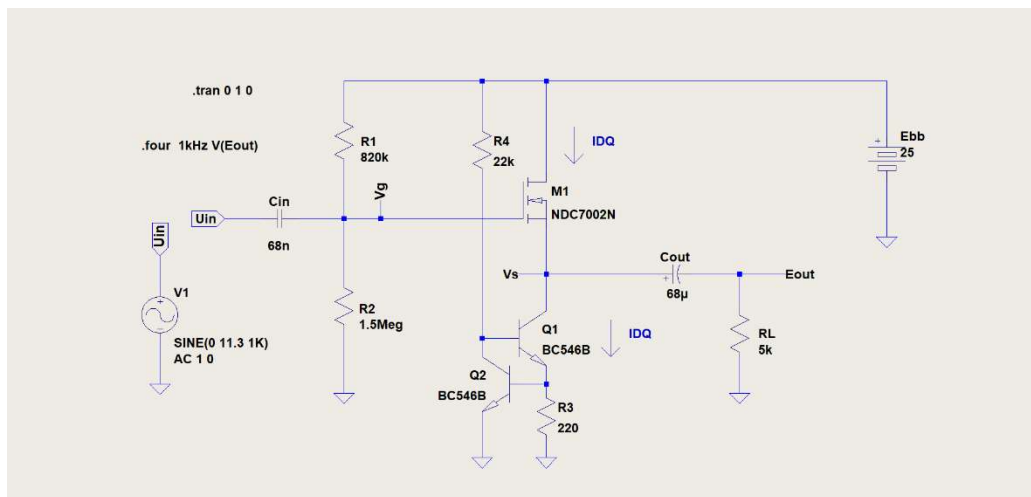


Figura 14

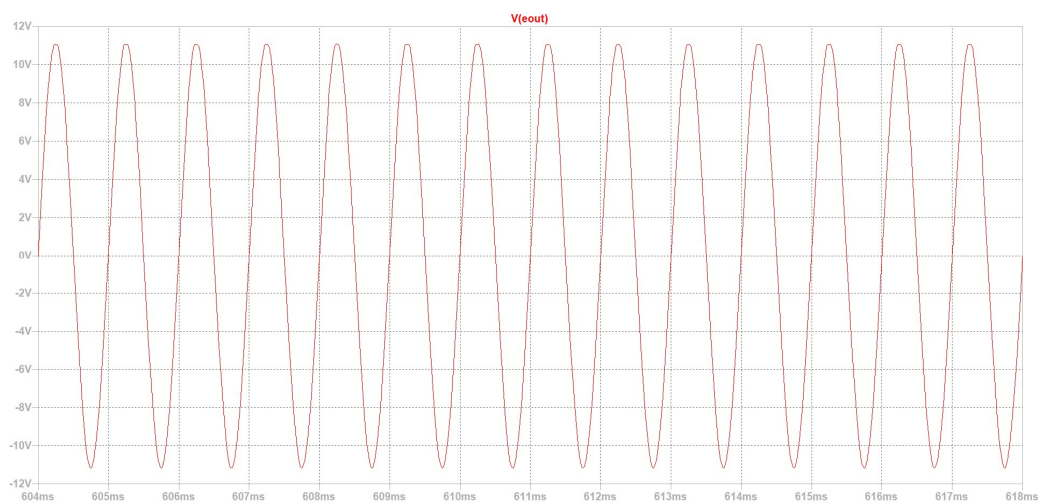


Figura 15

$U_o=8V_{rms}=11,3V_{pico}$, THD=1,1% @ 1kHz e PD=33mW no MOSFET

Um brinde:

Um circuito que poderíamos chamar de quase push-pull... C2e R6 capturam a queda de tensão em R5 e modulam a corrente da fonte 180° fora de fase com o sinal de saída.

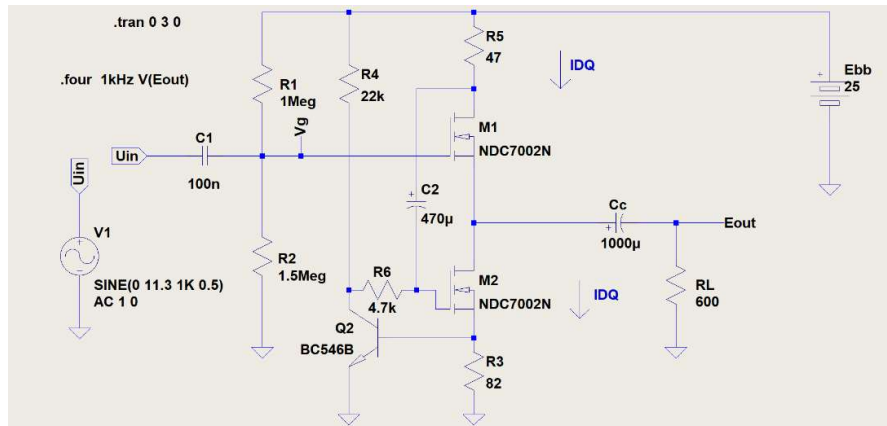


Figura 16

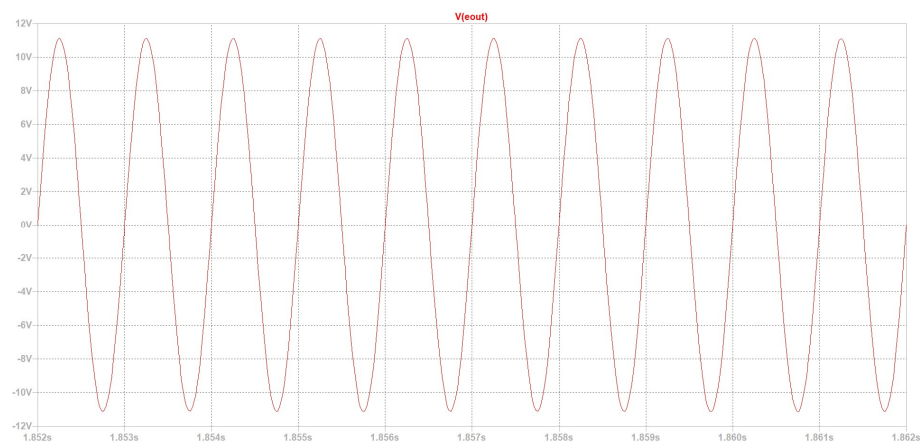


Figura 17

$R_L = 600 \text{ ohms}$, $U_O = 8V_{rms} = 11,3V_{pico}$, $THD = 0,4\%$ @ 1kHz e $PD = 93mW$ em cada MOSFET

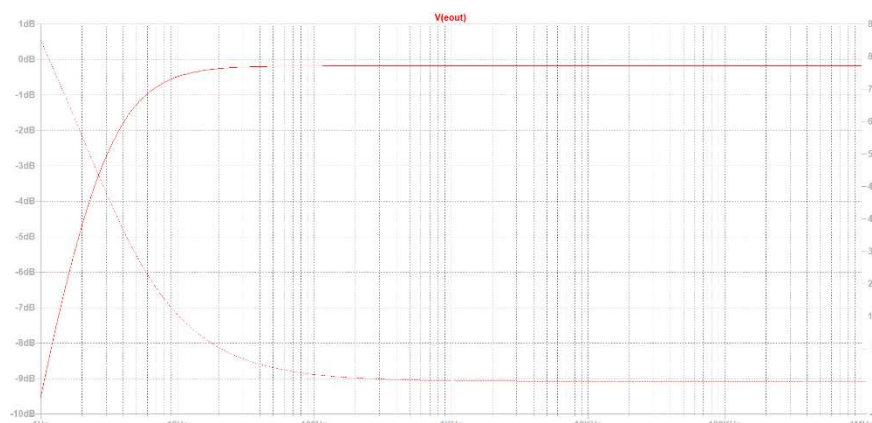


Figura 18

Até o próximo número!

Referências:

1. MILLMAN, Jacob; HALKIAS, Christos. **ELECTRONIC DEVICES AND CIRCUITS**. 1ª ed. International Student Edition: McGraw-Hill Kogakusha LTD; 1967.
2. MILLMAN, Jacob; HALKIAS, Christos. **INTEGRATED ELECTRONICS: ANALOG AND DIGITAL CIRCUITS AND SYSTEMS**. 1ª ed. International Student Edition: McGraw-Hill Kogakusha LTD; 1972.
3. SCHILLING, Donald L.; BELOVE, Charles. **CIRCUITOS ELETRÔNICOS DISCRETOS E INTEGRADOS**. 1ª ed. Editora Guanabara Dois S. A.; 1979.
4. **BOYLESTAD**, Robert L.; **NASHELSKY**, Louis. **DISPOSITIVOS ELETRÔNICOS E TEORIA DE CIRCUITOS**. 11ª ed. Pearson Education do Brasil LTDA; 2013.



João Yazbek*

Na coluna deste mês passamos a uma nova fase. Iniciamos com amplificadores e agora vamos tratar das fontes de sinal de áudio, que são aqueles produtos utilizados para reproduzir o sinal de áudio armazenado em uma mídia, transmitido por radiofrequência ou pela Internet.

A função desses produtos é sempre a mesma; decodificar e/ou condicionar o sinal transmitido ou armazenado em uma mídia, e fornecê-lo ao receiver ou amplificador para processamento e amplificação.

As fontes de sinal podem ser classificadas em duas grandes famílias: as **fontes digitais** e as **fontes analógicas**. Hoje em dia, existe uma quantidade grande de fontes digitais, que podem ser, por exemplo, CD Players, DVD Players, Blu-rays, PC's, HTPC (PC's para Home Theater), servidores de mídia e receivers de streaming, além de uma profusão de produtos que se utilizam de transmissão digital para receber sinais de radiofrequência de equipamentos próximos, através das tecnologias Wi-Fi, Bluetooth e assim por diante, sem esquecer os televisores digitais, celulares e tablets que são bastante utilizados como fontes de sinal digital.

Lembro também que, no exterior, temos rádios digitais, que, além de rádios digitais por satélite, e existem opções de transmissão de rádio em forma digital há muito tempo, como o DAB (Digital Audio Broadcasting), um padrão europeu que é usado na Europa e na Ásia há mais de uma década ou o HD Radio, regulamentado nos EUA desde o início da década passada, além do rádio digital por satélite, este um serviço privado.

* Engenheiro Eletricista

Atualmente temos diversas emissoras, fora do Brasil, utilizando o padrão de transmissão **DRM** (Digital Radio Mondiale), que é aberto, sendo que o HDRadio está circunscrito aos EUA e México, praticamente, e utiliza protocolos proprietários.

Mais informações sobre o padrão DRM, que está em experiência no Brasil, podem ser obtidas em:

<https://www.drm-brasil.org/content/o-que-é-rádio-digital>

Intencionalmente, as mídias foram listadas na sequência de seu surgimento no mercado, sendo que o primeiro produto digital de consumo foi o CD player, que já está fazendo 30 anos. A cada dia surgem novidades no segmento, como novos protocolos de transmissão ou de armazenamento e compartilhamento.

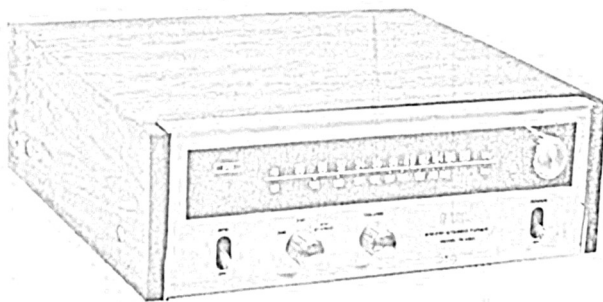
Na realidade, nenhuma área do áudio tem apresentado evolução tecnológica mais veloz do que a digital. Nós vivemos nos últimos anos uma revolução na forma como acessamos, armazenamos e reproduzimos o conteúdo musical que foi gravado em forma digital.

O que era usual há alguns anos caiu rapidamente em desuso, como o armazenamento ótico de música em discos CD e DVD, que eram comprados em loja ou pela Internet, mas sempre em mídia física. Essas mídias foram rapidamente substituídas pelo armazenamento em discos rígidos e outras formas de memória não volátil, como memórias flash, do tipo usado em cartões SD, pen drives e, mais recentemente, em discos rígidos de estado sólido, os SSD's.

Os discos foram substituídos pelos downloads de música pela Internet, em função do aumento da velocidade de acesso e dos novos algoritmos de compressão, como o famoso MP3. Atualmente, mesmo os downloads de música estão sendo substituídos pelo "streaming" de músicas, sem a necessidade de se guardar o conteúdo localmente.

É um cenário que mudou em um tempo muito curto, estimado pelo autor, inicialmente, em 30 anos, porém fortemente acelerado na última década. A popularização do MP3 fez com que o uso de discos óticos caísse rapidamente nos últimos 10 anos, e agora o mesmo acontece com o streaming, que fez com que muita gente deixasse de utilizar os downloads de música e a consumisse dessa forma.

A última tendência em áudio digital é a reprodução em alta resolução. Produtos estão surgindo rapidamente com a capacidade de reprodução nesses formatos. Quais as vantagens do áudio em alta resolução, como é a percepção de melhoria de qualidade para o usuário médio e dúvidas similares a estas será abordado nessa nova série de artigos que se inicia hoje.



Quanto às fontes de sinal analógicas, estas estão rapidamente caindo em desuso, talvez à exceção da transmissão em FM, que ainda continua firme e forte, não por falta de opção tecnológica, mas sim por falta de regulamentação para a mudança em nossa terra.

Das fontes analógicas, temos a transmissão FM, o disco de vinil (que virou um mercado de nicho – e, dizem, está crescendo novamente) e as fitas cassete e de rolo, estas últimas em pleno esquecimento. Todas essas tecnologias possuem sérias limitações de performance, que afetam a qualidade do sinal reproduzido de forma significativa, como veremos em breve.

No caso dos discos de vinil, além dos “clics” e “pops” que perturbavam a reprodução das músicas, talvez a distorção e a relação sinal-ruído fossem as maiores limitações. Já no caso das fitas gravadas em formato analógico, os gravadores de rolo de melhor qualidade (e que gravavam na fita em velocidades mais altas) apresentavam boa performance, mas o seu custo para o usuário comum era proibitivo.

A bem da verdade, mesmo os equipamentos mais simples do tipo “reel-to-reel” (ou rolo) tinham um custo elevado ao consumidor, de forma que poucos podiam usufruir de sua melhor qualidade. A fita cassete apresenta sérias limitações de resposta em frequência, distorção e relação sinal-ruído, de forma que com a chegada da tecnologia digital elas foram logo abandonadas e são, hoje, utilizadas por poucos.

Dessa forma, dado que a tecnologia digital evoluiu tremendamente na última década e que a tecnologia analógica está estacionada ou em alguns casos evoluindo muito lentamente (como é o caso dos discos de vinil), iremos falar muito mais das fontes digitais em nossa série do que das fontes analógicas, e, para chegarmos a discutir alguns itens com propriedade, teremos de iniciar pelo básico: iremos discutir como a tecnologia digital funciona, quais são as formas de codificação e de compressão (com perdas e sem perdas), os formatos de arquivo e armazenamento, e a transmissão e conversão do sinal digital em analógico para que nossos ouvidos possam ouvir o som reproduzido.

Como já se tornou padrão em nossos artigos, veremos como se pode obter o melhor custo-benefício e performance das escolhas que fizermos, assim como poderemos recomendar algumas configurações interessantes e, como sempre, derrubar alguns mitos que existem também nessa área.

Como o espaço desta edição já está chegando ao fim, começamos no mês que vem. Até lá!



O REINÍCIO **

A antiga oficina já estava fechada há mais de dez anos. Tal como acontece na maioria das localidades, a placa já desbotada de “Aluga-se” permanecia na antiga porta de entrada.

Dizem que são coisas do destino, porém, o fato é que, naquela manhã de novembro, os dois amigos Carlito e Zé Maria se encontraram perto da padaria, não muito distante do local da antiga oficina.

– E como estão as coisas, Zé Maria?

– Vai-se levando... Ainda falta um pouco mais de tempo para a aposentadoria. Mas, de qualquer modo, é mais um problema a se enfrentar. Depois de todos os 35 anos de contribuição, o que devo receber mal dará para pagar as despesas essenciais. Ainda mais com esse golpe na Previdência!

– Concordo com você, sabe? Estamos precisando abrir uma “nova frente” para poder levar uma vida mais confortável mais adiante.

*** Professor de Física – Engenheiro de Eletrônica**

****De um caso de oficina relatado no TECNET por Gersongn**

- Já pensou em reabrirmos a oficina?
- Hum... Sei não... Tudo mudou, Carlito! Fechamos a oficina pouco depois do surgimento dos LCD's! Anos de experiência não resolverão nada hoje em dia.
- Em compensação temos a Internet, ora! Existem fóruns e esquemas em quantidade.
- Vamos ter de estudar muito...
- É a vida, ora esta! Uma coisa é certa: Vamos ter de investir em novas ferramentas e em novos instrumentos para a bancada. Ah! E vamos precisar de um ajudante...
- BOOOOMMMM DIIIAAA!!!!
- Não é possível.... O que anda fazendo por aqui, Toninho?
- Passei no banco para retirar a última parcela do “Auxílio – Desemprego”. Resolvi então fazer um lanchinho aqui na padaria e... Encontro vocês!
- Quer dizer que está desempregado novamente?
- A empresa em que trabalhava era uma das que prestavam serviço ao governo. Com a situação atual, parte do contrato foi suspenso e lá fui eu no bolo...
- Estávamos justamente falando em reabrir a antiga oficina, Toninho...
- Ôôôps....Eu não falei bem isto, Zé Maria... Estávamos supondo apenas que...
- Estou dentro! Quando começamos?
- Olhem... Tenho ainda meus instrumentos. Trago tudo de volta e...
- Já sei: Um medidor de flaibeques; um pesquisador de sinais e um gerador de barras! Pelo menos este pode ser útil ainda. O resto virou peça de museu.
- Espere aí, Carlito! Os televisores de TRC não foram extintos da face da Terra. Os modelos de 14 polegadas continuam a dar conserto! Lixo viraram os de 20! Até alguns modelos de 29 polegadas continuam na ativa.
- Viraram peças de museu, Toninho! O pessoal troca de TV como quem troca de sapato, além do que a qualidade dos televisores é algo para ser comentado depois.
- Já imaginou... Depois daquela trabalhadeira toda para dar baixa na antiga empresa, começar tudo de novo!
- Está tudo mais fácil, Carlito! Você vai ser microempreendedor Individual e nós dois entramos como autônomos!

– Estão se esquecendo de que eu tenho a ferramenta principal de trabalho?! Podem contar comigo.

– Ferro de soldar, Toninho?

– Claro que não, Zé Maria... Ferro de soldar era no seu tempo. Agora é Estação de Solda! Estou falando do meu Notebook Dell.

– E vai fazer o que com ele, criatura?

– Ora! Acessar a Internet! Conheço muitos colegas nos fóruns! Apreendi um pouco mais de Inglês e, o que não encontro por aqui, em algum lugar no mundo se consegue a informação.

– E peças? Vamos precisar refazer o estoque!

– Faremos uma compra do básico! Tenho uma relação de fornecedores que poderão nos ajudar. Além disto, o que não se consegue por aqui tem-se na China! É só uma questão de espera.

– Fechado?

– Acho que sim...

– Por mim, tudo bem!

– Mas não termos um local, meus amigos! A antiga loja está mal localizada, além do prédio necessitar de reformas.

– Ué? Para que serve a Internet? Questão de procurar. Aproveito e vejo se consigo material para duas bancadas. Vejo também se....

O fato é que, cerca de um mês após o encontro, nossos três amigos estavam novamente reunidos, desta vez no que poderíamos chamar de uma oficina bem preparada para receber os novos clientes.

Uma divisória separava o local de trabalho da recepção, embora existisse uma parte envidraçada, de modo a permitir que os clientes pudessem bisbilhotar o que estava acontecendo na oficina, sem, no entanto, darem palpites.

– Até agora dois a zero... Um DVD com a unidade defeituosa, que não valeria a pena consertar! Primeiro porque um DVD daquela categoria custa 70 Reais nas Casas Bahia e depois não temos como conseguir unidades de leitura de boa qualidade...

– O outro foi este TV AOC! Tela partida. Deve ter sido algo que foi arremessado com força. Como já vimos com outros colegas, telas quebradas condenam o televisor em definitivo.

– Vamos ver se o proprietário nos oferece o televisor como sucata. Podemos até comprar, se compensar, é claro!

– Nos restou este “CCE Stile D37”.

– Nem LED é, mas como não temos mais nada...

– Segundo o proprietário, aceita comandos e dá para ver, olhando com bastante jeitinho, algo se movimentando na tela, porém ela permanece apagada.

– Ou seja: a fonte liga, porém não libera o acendimento das lâmpadas, correto?

– Consegui um esquema parecido... Afinal de contas, nem o fabricante sabe o que se encontra dentro de um gabinete CCE!

– Que aliás, nem existe mais.

– Já andei fazendo minhas pesquisas na Internet! De uma dica do Gérson, encontrei um resistor de 10 Ohms aberto, bem aqui no pino 15 do SG 3525AN, porém continuou tudo na mesma!

– E se for o próprio CI, Zé Maria?

– Não acredito...

– Não acredita? Virou adivinho, ou mágico?

– Da mesma maneira que você, já andei bisbilhotando o assunto e vi que este CI muitas vezes é substituído sem que nada aconteça. Vamos deixar ele quietinho aí no lugar dele.

– Por sorte, consegui baixar um esquema semelhante. Infelizmente o “link” quebrou e não posso indicá-lo aos amigos.

– Qual era a URL, Toninho?

– Era este, olhe... Foi enviado pelo Otávio José!

– Se não existe o link, morremos na praia! Melhor pararmos por aí...

– Vou passar um “pente fino” em alguns sites. Garanto que em meia hora acabo achando o esquema dele...

A meia hora acabou se transformando em mais de hora e meia, porém depois deste tempo Toninho estava exultante:

– Descobri que a marca original deste TV CCE é “Rowa”. E tem mais: consegui no site da “Electrónica”, de Portugal o Manual de Serviço!

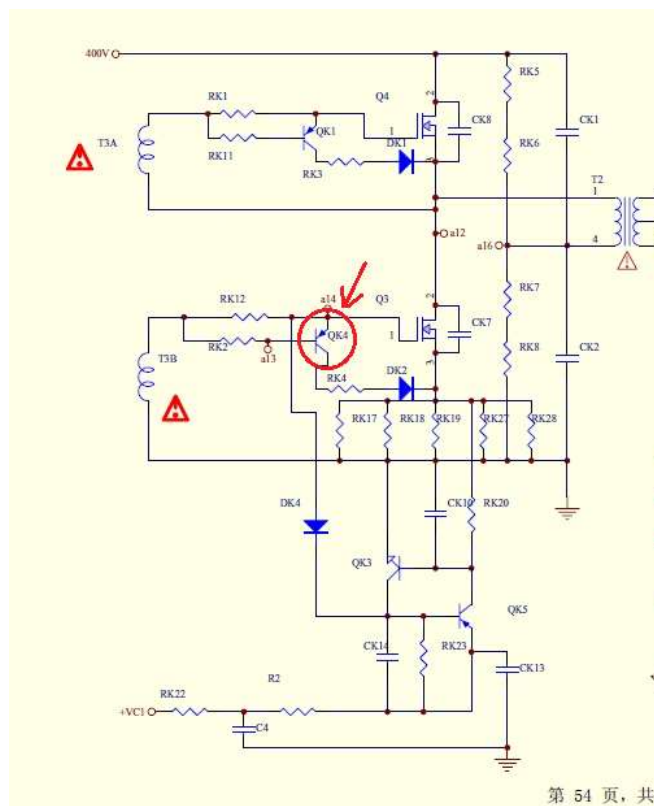
– É exatamente o mesmo?

– Olhe, Carlito: Igual mesmo não é, porém é muitíssimo parecido. Parece ser uma versão mais recente do mesmo chassi. Veja só... as indicações na PCI... tudo confere!

– Então vamos passar para a segunda fase: O que temos sobre o Inverter?

– Uma descrição completa, só tem que em Mandarin... Nem o tradutor do Google resolve esta!

- Mas esquema é esquema... Vá passando as páginas, Toninho...
- Pare!!! Está ali bem no topo: Inverter!
- Para começar, vamos medir a tensão do PFC. Veja lá: 400 Volts.
- Temos 385 Volts.
- Problema número um! Mas deveria funcionar. Depois de terminado o serviço, vamos retirar RB5 e RB21 para conferir. Lembre-me!
- Passe a estação, Zé Maria. Estou vendo algo suspeito neste circuito... Este transistor, **QK4**... Ainda por cima PNP! Não faço fé em transistores PNP.
- Mas que absurdo Toninho! Pelo visto você não mudou em nada!
- ACHEEEIIII !!!! Fuga entre Coletor e emissor!
- Agora o segundo “round”! Onde vamos achar um substituto?
- Trabalho para o Super Zé Maria! Vou instalar um BC327 com muito cuidado aqui no mesmo lugar...
- Posso ligar agora, Carlito?
- Claro Zé Maria... Vamos ver... Bingo!!! Pelo menos fizemos dois a um! Para um reinício um bom placar!



Agradecimentos ao Silvano pela revisão e edição.

Esquema: Electrónica - Portugal



Resposta Temporal de Alto Falante em Caixa Refletora de Graves Processada por Filtros Digitais

Francisco Monteiro *

A grande maioria das caixas acústicas modernas apresenta problemas característicos de sistemas de malha aberta. Mesmo quando inserido um processo de realimentação, a eficácia é limitada.

A solução cabível está em prever e/ou medir o comportamento final do sistema e processar o sinal, com as devidas correções de características indesejadas, enviando posteriormente ao conjunto falante mais caixa.

Existem diferentes tipos de problemas, soluções e consequências das soluções. Este trabalho aborda as características dos processos de linearização da curva de resposta na frequência, no domínio do tempo, não se dedica a destrinchar fórmulas ou conceitos e sim a aplicá-los. Para quem se interessar, há vasta literatura disponível na Internet, inclusive, sobre os princípios matemáticos aqui presentes.

1. Introdução.

A tecnologia, forma, materiais e características físicas na construção de partes dos alto-falantes ainda restringem sua banda passante, ou seja, a resposta de frequência será de um filtro acústico passa-banda variável.

As características desse filtro são alteradas quando o alto-falante é instalado na caixa acústica sintonizada e o sinal elétrico processado por filtros e as características do conjunto serão manipuláveis de acordo com os parâmetros do alto-falante, caixa acústica e filtros eletrônicos.

*** Engenheiro Eletricista**

2. Simulando a Caixa Acústica Refletora de Graves.

Neste trabalho, a simulação da resposta de frequência e fase da caixa refletora de graves (Fig. 2.1) considera os parâmetros Thiele-Small, não lineares do alto-falante, volume e sintonia da caixa (Tab. 2.1), desconsiderando componentes geométricos, materiais do cone, da caixa etc.

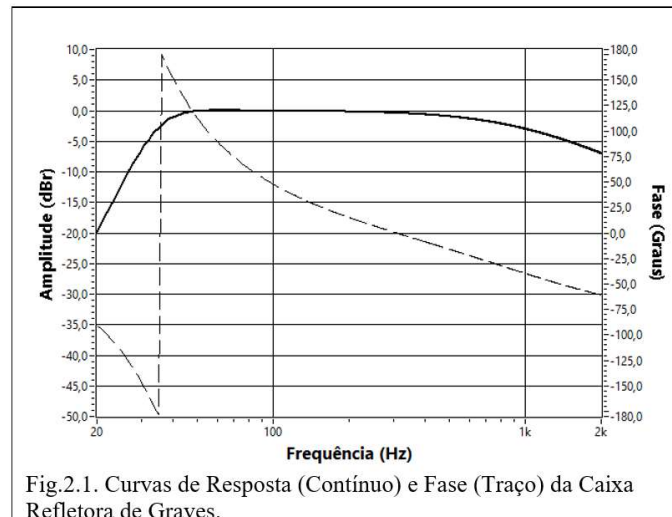


Fig.2.1. Curvas de Resposta (Contínuo) e Fase (Traço) da Caixa Refletora de Graves.

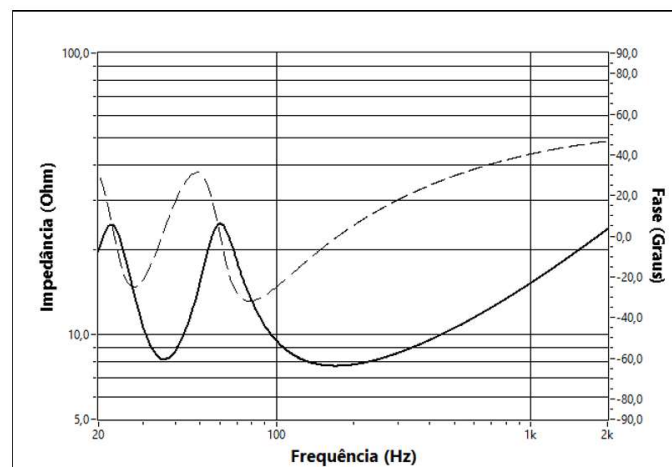


Fig. 2.2. Curvas de Impedância (Contínuo) e Fase (Traço) da Caixa Refletora de Graves.

Alto-Falante	Caixa Refletora de Graves
$F_s = 37\text{Hz}$	$F_b = 37\text{Hz}$
$Q_{ts} = 0,409$	$V_b = 24\text{L}$
$V_{AS} = 24\text{L}$	
$R_e = 6,27\Omega$	
$K_{rm} = 0,0019\Omega$	
$K_{xm} = 0,0137\text{H}$	
$E_{rm} = 0,90$	
$E_{xm} = 0,75$	

Tab.2.1. Parâmetros da Caixa Refletora de Graves e Alto-Falante.

A rotação de fase em um sistema não será prejudicial quando o atraso de grupo na região de interesse for pequeno (Fig. 2.3).

Picos de atraso de grupo geram instantes de modulação de frequência, queda no fator de amortecimento, perda de fidelidade e o consequente descontrole do cone do alto-falante.

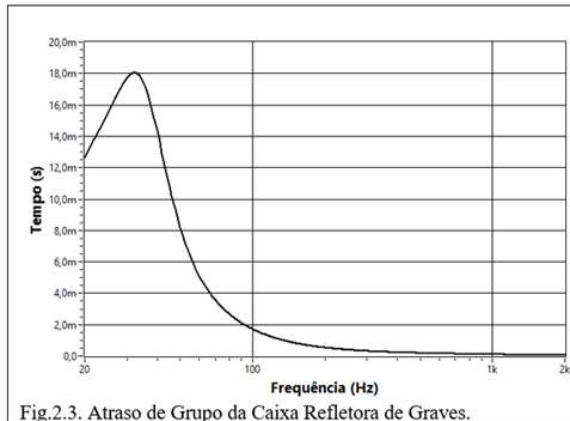


Fig.2.3. Atraso de Grupo da Caixa Refletora de Graves.

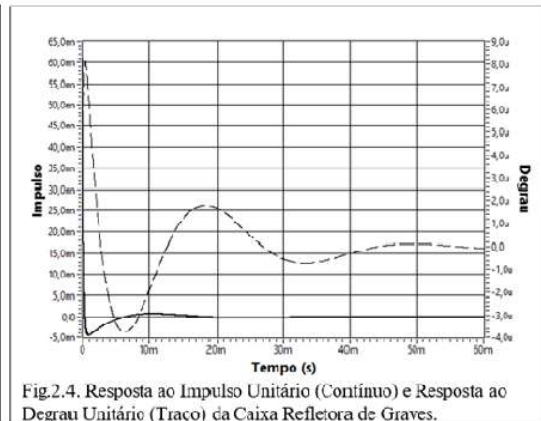


Fig.2.4. Resposta ao Impulso Unitário (Contínuo) e Resposta ao Degrau Unitário (Traço) da Caixa Refletora de Graves.

Simulações no domínio do tempo podem facilitar ainda mais a compreensão das consequências do atraso de grupo. As formas padrão são a resposta ao impulso e degrau unitários (Fig. 2.4).

A resposta ao degrau ilustra melhor a existência de um filtro passa-altas, pela inexistência da componente CC, porém ambas são mais familiares aos engenheiros de desenvolvimento e não aos usuários.

Uma proposta, formulada neste trabalho, de ilustrar de maneira simples a resposta no domínio do tempo é simular como seria a reprodução de diferentes tons de onda senoidal com variação de frequências pelo sistema em estudo.

Sinais senoidais estão presentes em qualquer conteúdo de programa musical, são amplamente familiares a qualquer usuário ou profissional do áudio profissional, e, por isso, foram escolhidos.

O tom senoidal proposto consiste em regiões concatenadas de silêncio inicial, final e uma central de conteúdo. As características de ataque, sustentação e decaimento, impostas pelo sistema como um todo, são facilmente distinguidas nas devidas regiões.

Os gráficos simulam (Fig. 2.5 a Fig. 2.9) as formas de entrada, elétrica (Contínuo) e saída acústica da caixa refletora de graves (Traço).

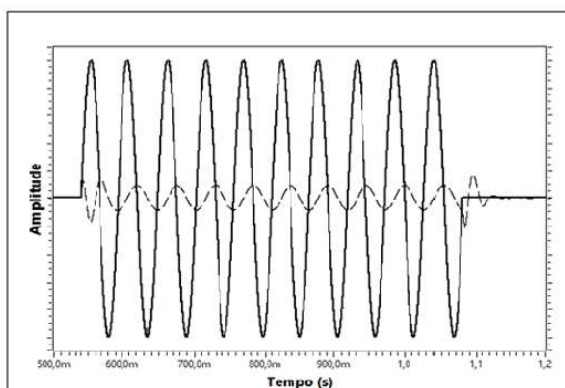


Fig. 2.5. Tom Senoidal de 18,5Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletores de Graves @ $\frac{1}{2}$ *Fb.

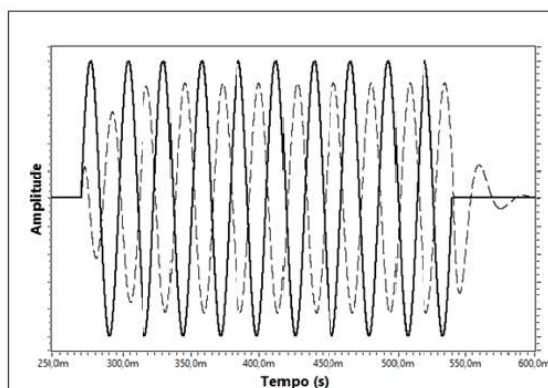


Fig. 2.6. Tom Senoidal de 37Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletores de Graves @ Fb.

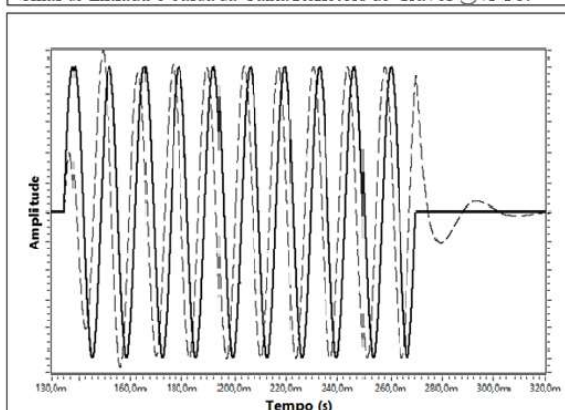


Fig. 2.7. Tom Senoidal de 74Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletores de Graves @ 2*Fb.

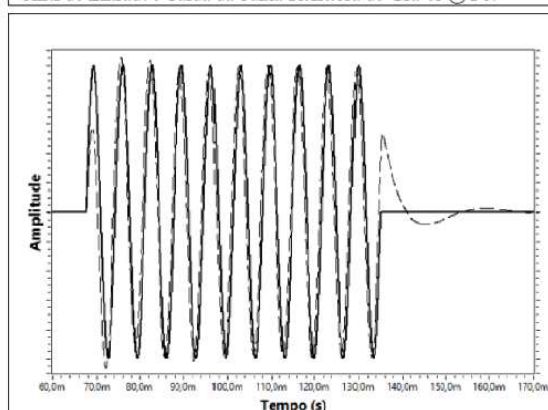


Fig. 2.8. Tom Senoidal de 148Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletores de Graves @ 4*Fb.

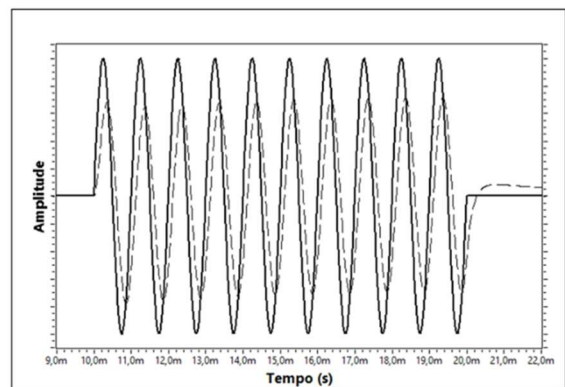


Fig. 2.9. Tom Senoidal de 1KHz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletores de Graves @ Tom Padrão.

Frequência	Região da Sintonia
18,5HZ	Fb/2
37Hz	Fb
74Hz	2*Fb
148Hz	4*Fb
1KHz	Tom Padrão

Tab.2.2. Frequências de teste da Fig.2.5 à Fig.2.9.

A supressão parcial das regiões de silêncio destaca os efeitos nas regiões de interesse.

As frequências dos tons (Tab. 2.2) foram escolhidas para de atingir regiões importantes da sintonia da caixa, mais um tom padrão situado numa região da curva de fase da caixa com considerável rotação, mas com atraso de grupo próximo a zero.

Efeitos destacados (Fig. 2.10) podem ser considerados distorção, uma vez que somam, ao sinal original, características inexistentes de ataque, sustentação, decaimento e de duração, onde o ideal seria somente a atenuação constante da amplitude.

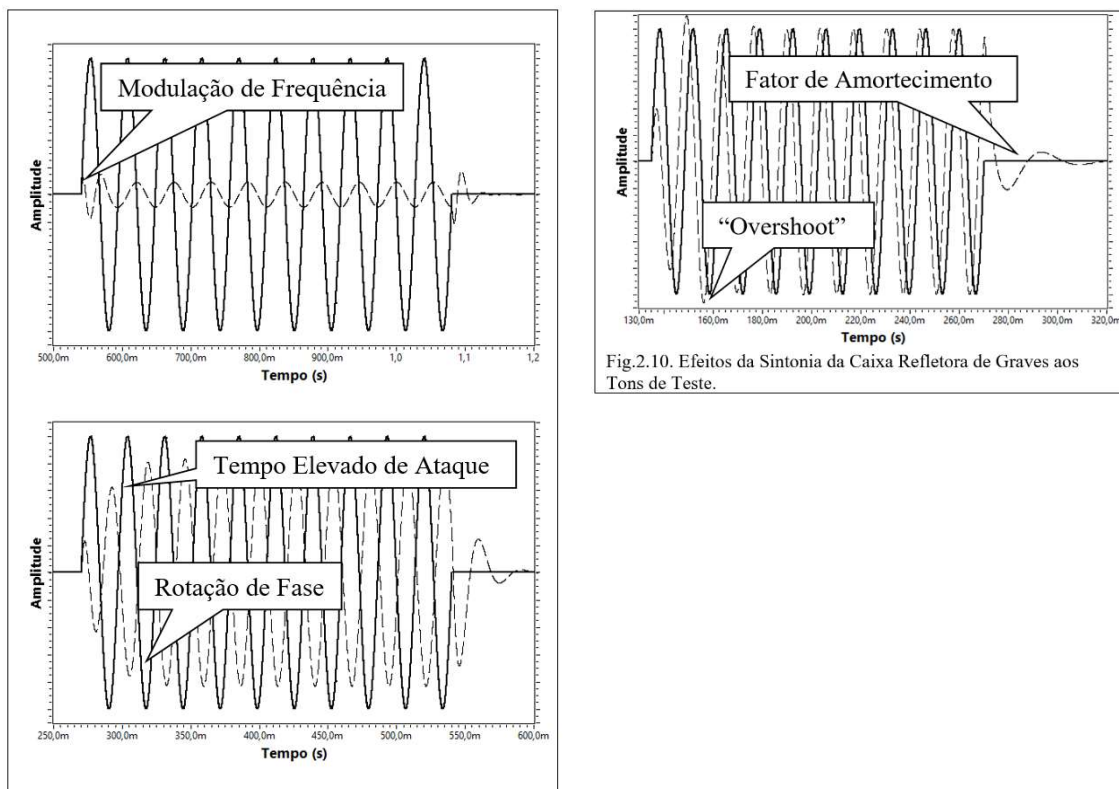


Fig.2.10. Efeitos da Sintonia da Caixa Refletora de Graves aos Tons de Teste.

3. Simulando a Caixa Acústica Refletora de Graves, Processada por Filtro IIR.

Filtro de frequência passa-faixa é a forma de restringir a banda passante útil da caixa a uma região de pressão acústica mais linear, elevada e o deslocamento do cone do alto-falante a nível não destrutivo.

Os filtros podem ser construídos de forma analógica, onde o resultado desejado é obtido pela configuração do circuito e o valor dos componentes eletrônicos, ou digital, onde o resultado será de algoritmos matemáticos, calculados por DSP, do tipo **IIR** (Resposta Infinita ao Impulso), ou **FIR** (Resposta Finita ao Impulso).

Nas regiões de interesse, algoritmos IIR e FIR podem ser ajustados para apresentar características de amplitude e fase idênticas aos de filtros analógicos, se utilizada quantização mínima de 96KHz. Abaixo, diferenças começam a ser proeminentes nas frequências altas, na região acima de 10KHz, agravando-se de acordo com a diminuição da quantização, mas não exploraremos esse efeito.

Ao restringir a banda passante da caixa refletora de graves por filtro passa faixa Butterworth, IIR, 48dB/Oitava, corte inferior de 100Hz e superior de 1KHz (adotou-se tal filtro para salientar efeitos), os resultados das mesmas simulações serão:

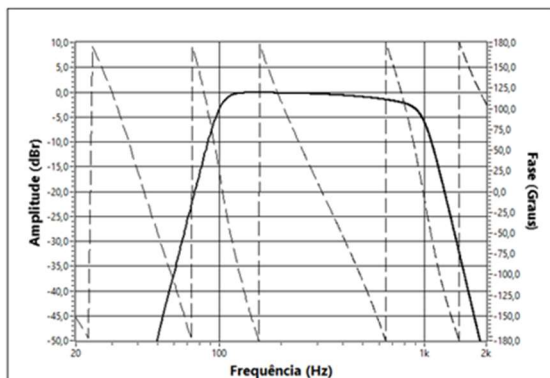


Fig.3.1. Curvas de Resposta (Contínuo) e Fase (Traço) da Caixa Refletora de Graves, com Filtro Butterworth, Passa Faixa IIR @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

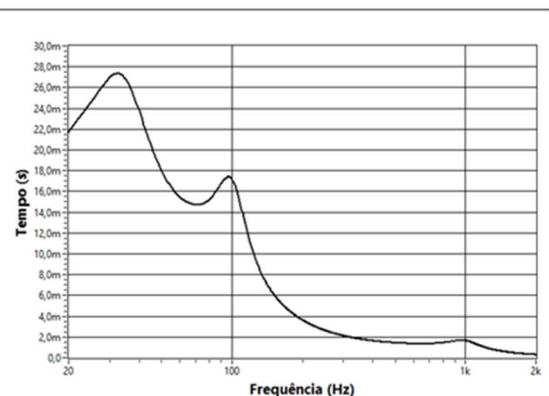


Fig.3.2. Atraso de Grupo da Caixa Refletora de Graves, com Filtro Butterworth, Passa Faixa IIR @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

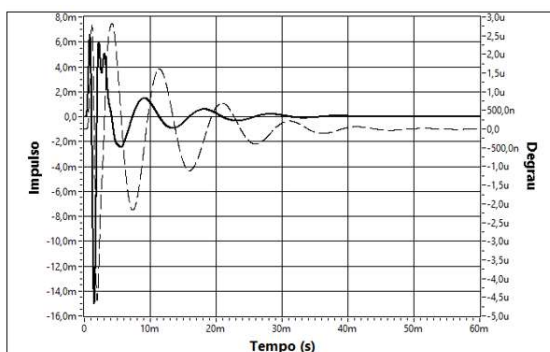


Fig.3.3. Resposta ao Impulso Unitário (Contínuo) e Resposta ao Degrau Unitário (Traço) da Caixa Refletora de Graves, com Filtro Butterworth, Passa Faixa IIR @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

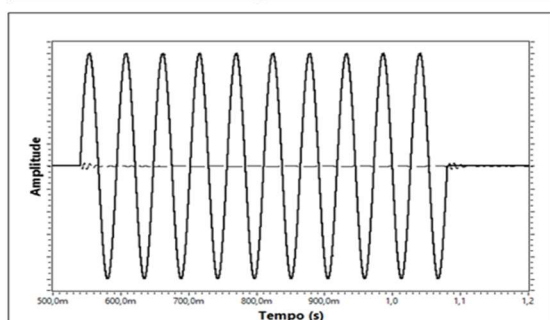


Fig.3.4. Tom Senoidal de 18,5Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço). Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletora de Graves @ $\frac{1}{2}F_b$, com Filtro Butterworth, Passa Faixa IIR @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

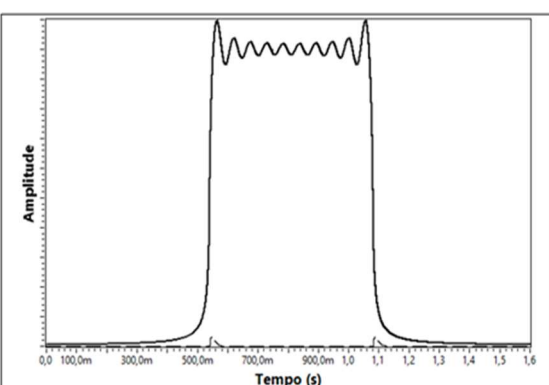


Fig.3.5. Envelope dos Sinais da Fig.3.4.

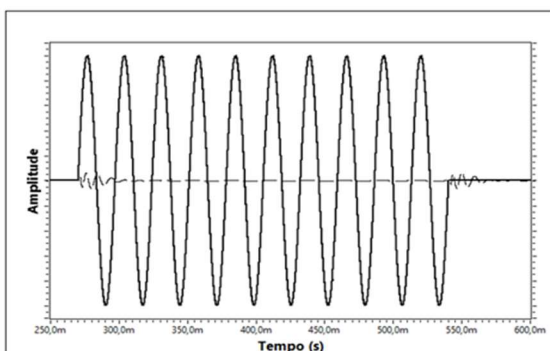


Fig.3.6. Tom Senoidal de 37Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço). Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletora de Graves @ F_b , com Filtro Butterworth, Passa Faixa IIR @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

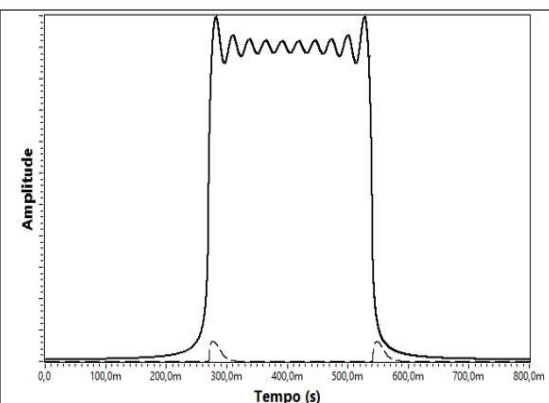


Fig.3.7. Envelope dos Sinais da Fig.3.6.

Nuanças das formas de onda dificilmente podem ser notadas se sobrepostas em um mesmo gráfico e rotinas de pós-processamento são adotadas nesses casos. Uma delas é a envoltória, ou envelope do sinal pela transformada de Hilbert.

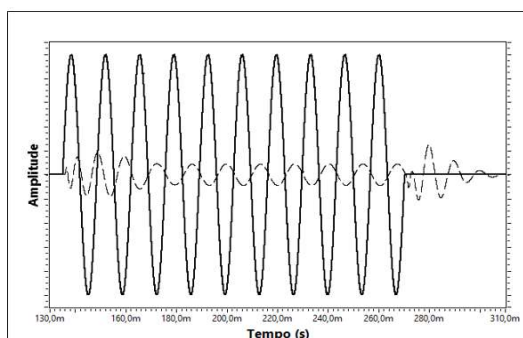


Fig.3.8. Tom Senoidal de 74Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletores de Graves @ 2*Fb,
com Filtro Butterworth, Passa Faixa IIR @ 100Hz-1KHz-
48dB/Oitava.

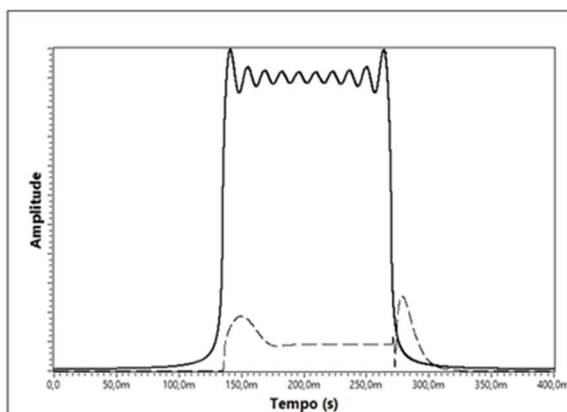


Fig.3.9. Envelope dos Sinais da Fig.3.8.

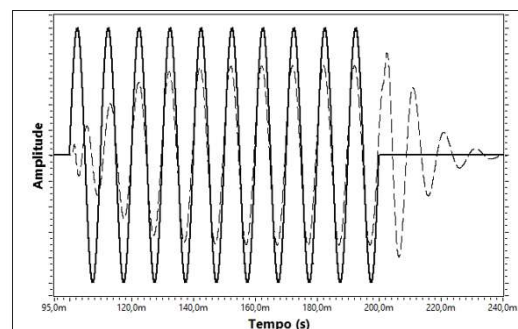


Fig.3.10. Tom Senoidal de 100Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletores de Graves @ FcHPF,
com Filtro Butterworth, Passa Faixa IIR @ 100Hz-1KHz-
48dB/Oitava.

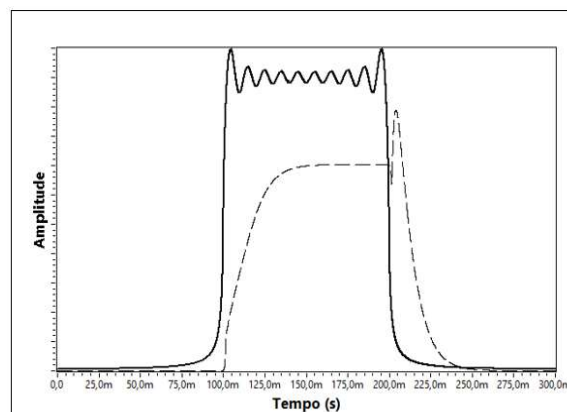


Fig.3.11. Envelope dos Sinais da Fig.3.10.

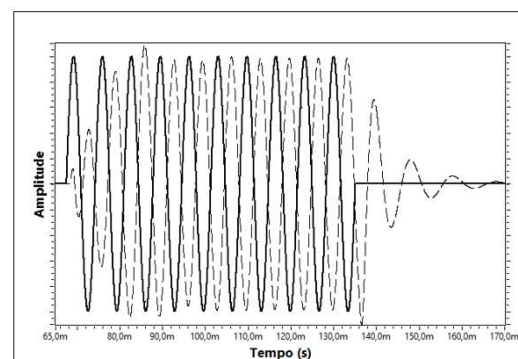


Fig.3.12. Tom Senoidal de 148Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletores de Graves @ 4*Fb,
com Filtro Butterworth, Passa Faixa IIR @ 100Hz-1KHz- 48dB/8a.

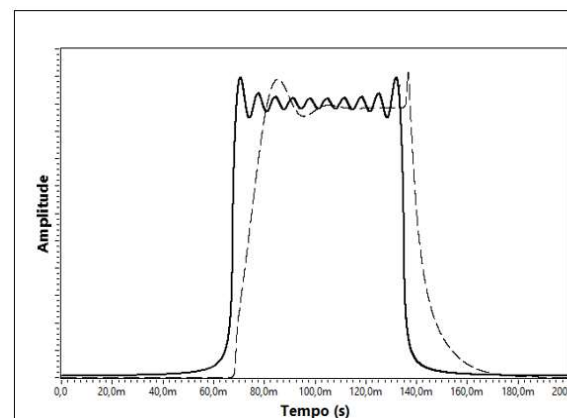


Fig.3.13. Envelope dos Sinais da Fig.3.12.

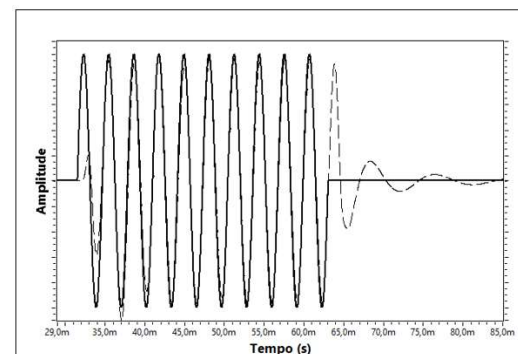


Fig.3.14. Tom Senoidal de 317Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletores de Graves @ Centro da
Banda Passante, com Filtro Butterworth, Passa Faixa IIR @
100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

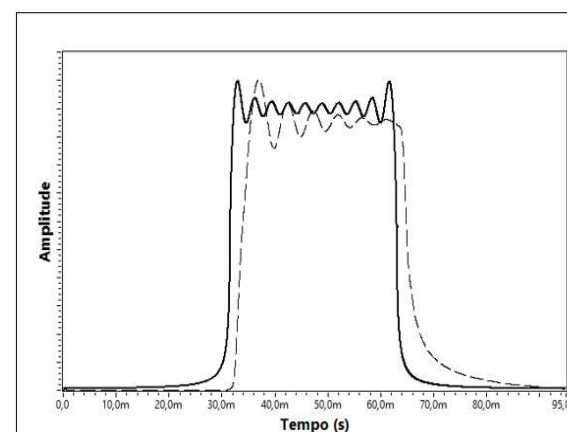


Fig.3.15. Envelope dos Sinais da Fig.3.14.

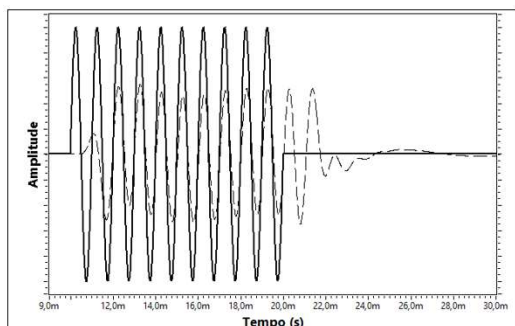


Fig.3.16. Tom Senoidal de 1KHz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletora de Graves @ Tom Padrão, com Filtro Butterworth, Passa Faixa IIR @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

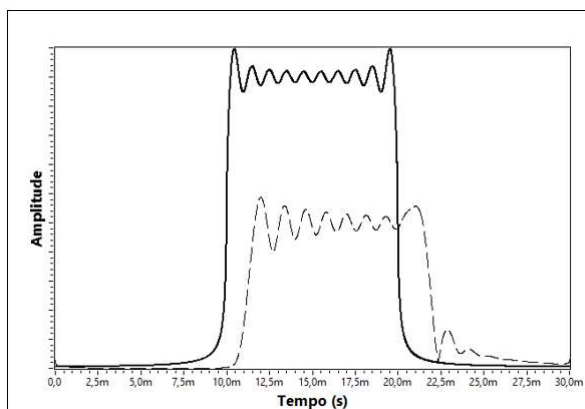


Fig.3.17. Envelope dos Sinais da Fig.3.16.

Todas as características indesejáveis na dinâmica do sinal foram agravadas inserindo o filtro IIR na cascata, consequência de ainda mais rotações completas de fase.

O processo de cálculo dos filtros por algoritmo IIR, na maioria das vezes, é mais simples se comparado ao mesmo resultado pelo algoritmo FIR, mas a desvantagem é a impossibilidade de manipulações na amplitude, sem consequente desvio na fase, tarefa perfeitamente cabível ao algoritmo FIR.

4. Simulando a Caixa Acústica Refletora de Graves, Processada por Filtro FIR de Fase Zero Constante.

Até o momento, os dados demonstram a falta de controle da dinâmica do sinal, com rotação constante de fase, agravada nos picos de atraso de grupo, mesmo em regiões de resposta de amplitude plana, sendo uma solução utilizar filtro com fase zero constante.

O algoritmo FIR tem tempo de processo de cálculo dependente do tipo de configuração; quanto maior o número de “taps”, maior a latência de entrada, saída.

O número de “taps” adotado visa resultados. A latência é desconsiderada ou manipulada nas simulações a fim de facilitar a visualização. Desta forma, a divulgação do número de “taps” utilizado é desnecessária.

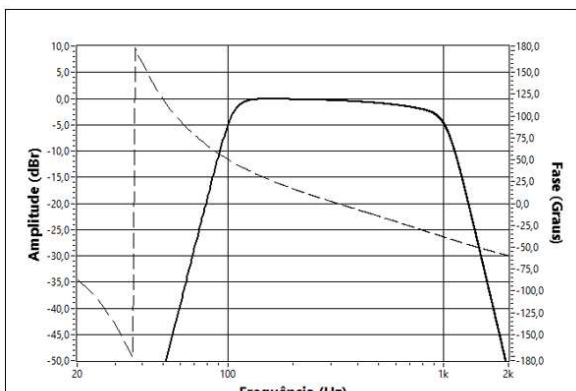


Fig.4.1. Curvas de Resposta (Contínuo) e Fase (Traço) da Caixa Refletora de Graves, com Filtro Passa Faixa FIR Fase Zero Constante @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

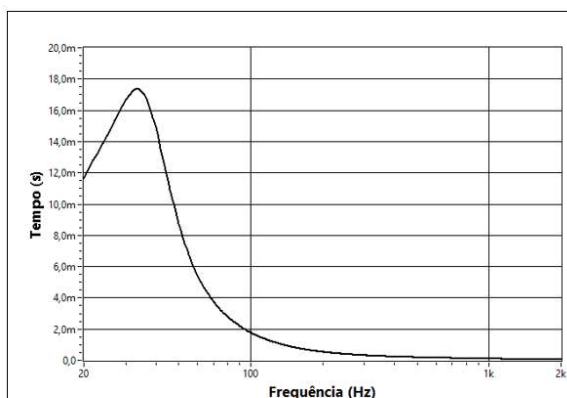


Fig.4.2. Atraso de Grupo da Caixa Refletora de Graves, com Filtro Passa Faixa FIR Fase Zero Constante @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

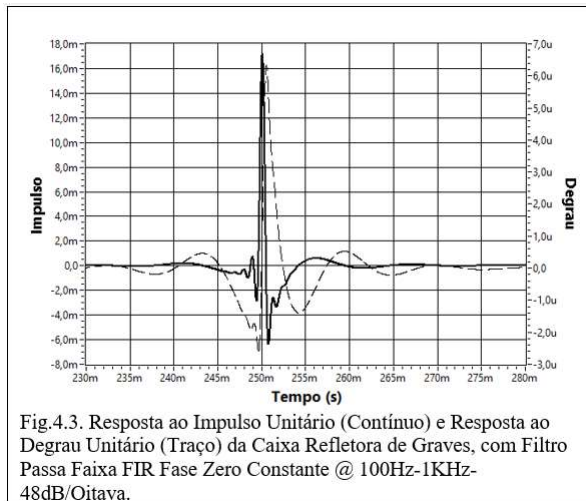


Fig.4.3. Resposta ao Impulso Unitário (Contínuo) e Resposta ao Degrau Unitário (Traço) da Caixa Refletora de Graves, com Filtro Passa Faixa FIR Fase Zero Constante @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

A fase zero constante é evidente na primeira sequência de simulações (Fig. 4.1, Fig. 4.2, Fig. 4.3), a curva de resposta é a do filtro passa-faixa, porém a fase e atraso de grupo são as da caixa refletora de graves.

Curiosamente, estímulos assimétricos à esquerda das respostas ao impulso e ao degrau surgem, dando a impressão que o processo age previamente ao sinal, o que está perfeitamente correto se correlacionado à saída acrescida de latência.

As simulações de tom senoidal e envelope serão:

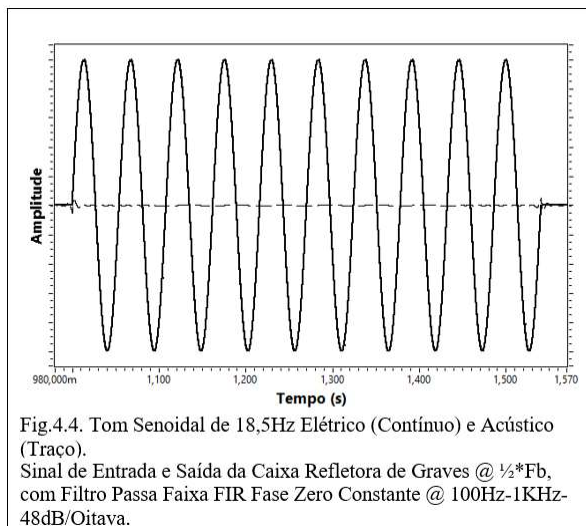


Fig.4.4. Tom Senoidal de 18,5Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço). Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletora de Graves @ $\frac{1}{2} \cdot F_b$, com Filtro Passa Faixa FIR Fase Zero Constante @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

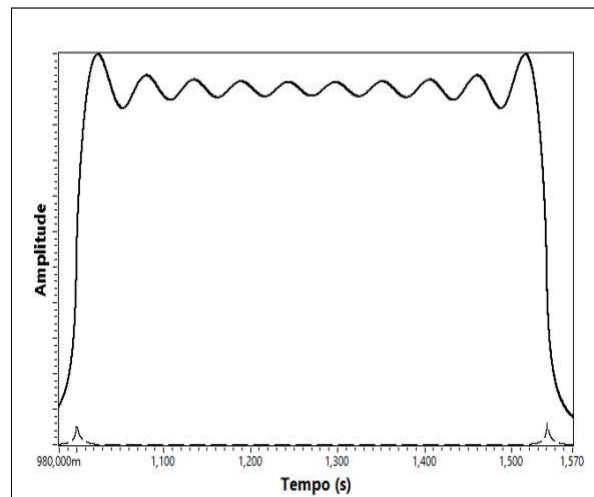


Fig.4.5. Envelope dos Sinais da Fig.4.4.

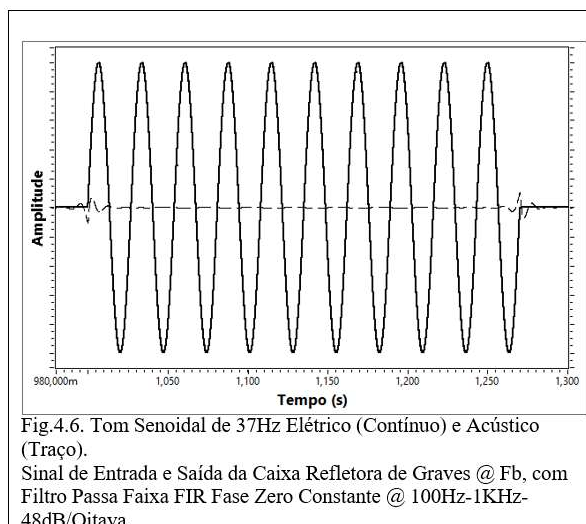


Fig.4.6. Tom Senoidal de 37Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço). Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletora de Graves @ F_b , com Filtro Passa Faixa FIR Fase Zero Constante @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

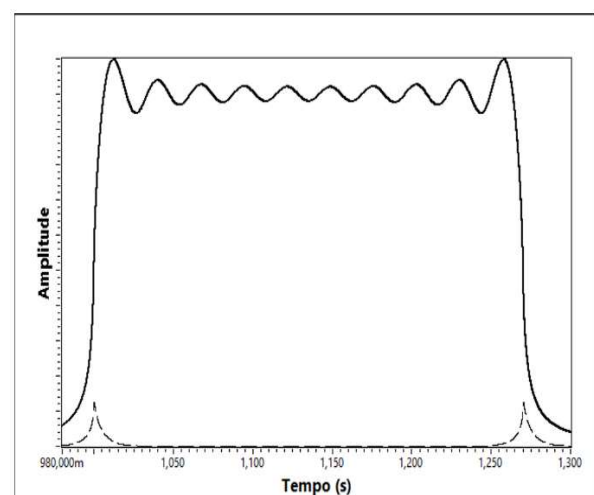


Fig.4.7. Envelope dos Sinais da Fig.4.6.

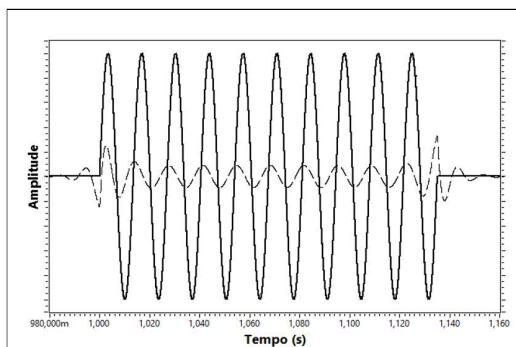


Fig.4.8. Tom Senoidal de 74Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletores de Graves @ 2*Fb, com Filtro Passa Faixa FIR Fase Zero Constante @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

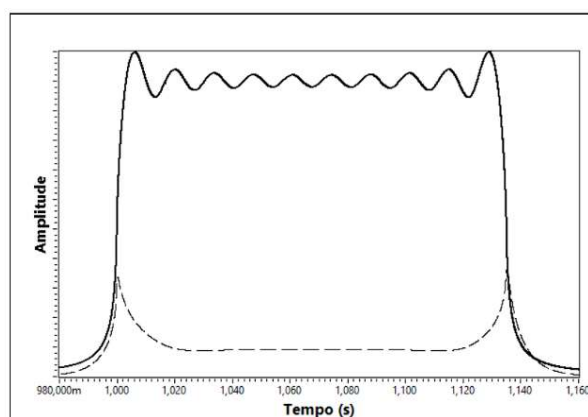


Fig.4.9. Envelope dos Sinais da Fig.4.8.

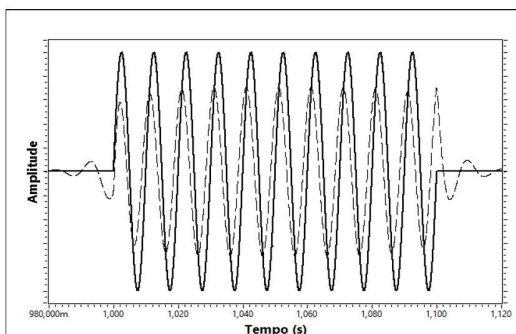


Fig.4.10. Tom Senoidal de 100Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletores de Graves @ FcHPF, com Filtro Passa Faixa FIR Fase Zero Constante @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

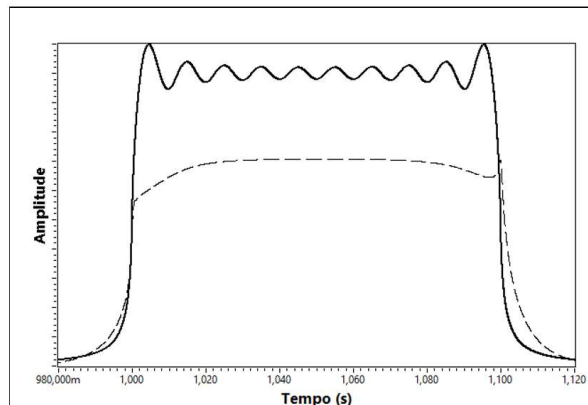


Fig.4.11. Envelope dos Sinais da Fig.4.10.

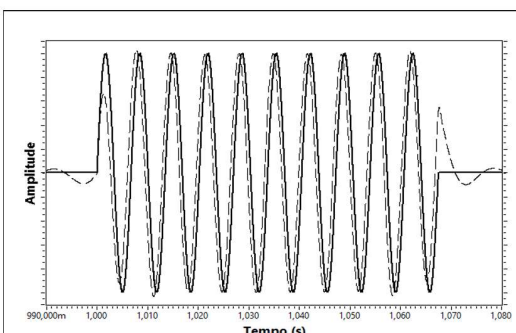


Fig.4.12. Tom Senoidal de 148Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletores de Graves @ 4*Fb, com Filtro Passa Faixa FIR Fase Zero Constante @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

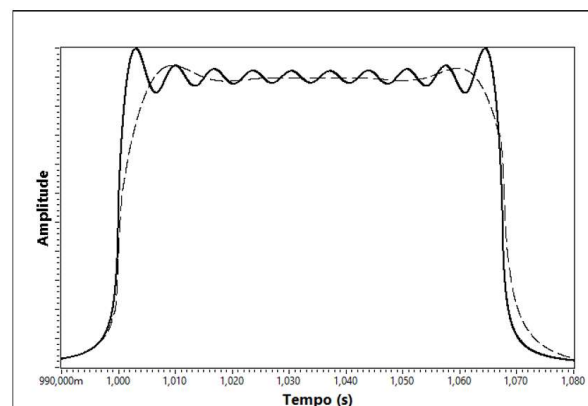


Fig.4.13. Envelope dos Sinais da Fig.4.12.

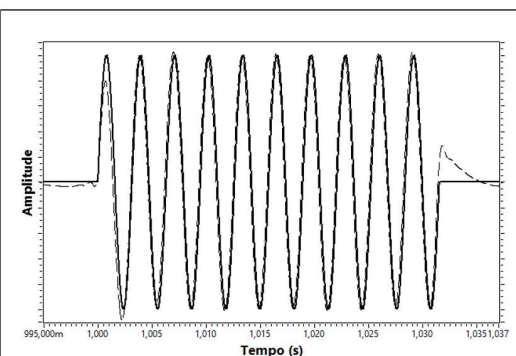


Fig.4.14. Tom Senoidal de 317Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletores de Graves @ Centro da Banda Passante, com Filtro Passa Faixa FIR Fase Zero Constante @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

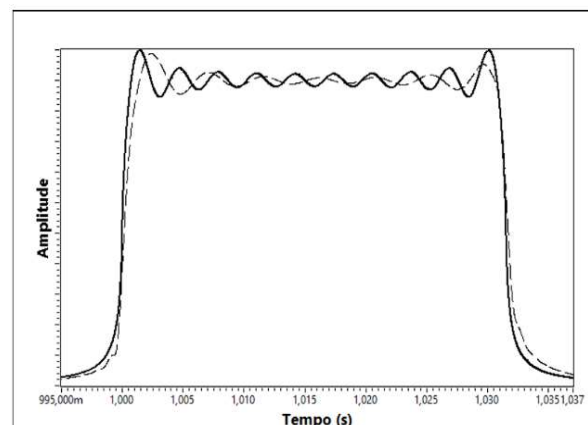
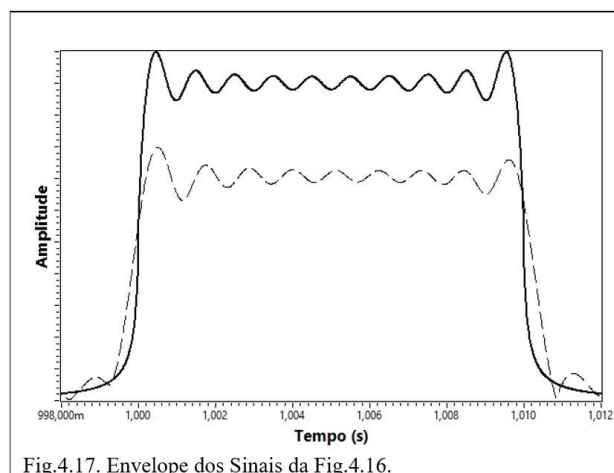
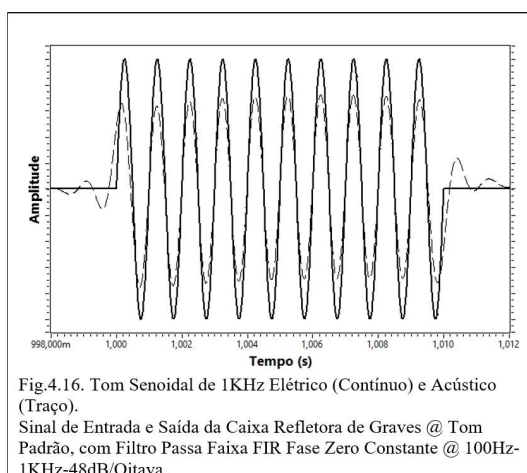


Fig.4.15. Envelope dos Sinais da Fig.4.14.



O “estímulo preditivo” também aparece nas simulações de tom senoidal. A resposta transitória de ataque é rápida, a sustentação mais estável e o decaimento menos sub-amortecido.

Problemas provenientes da rotação de fase do filtro elétrico foram solucionados, restando os da caixa refletora de graves.

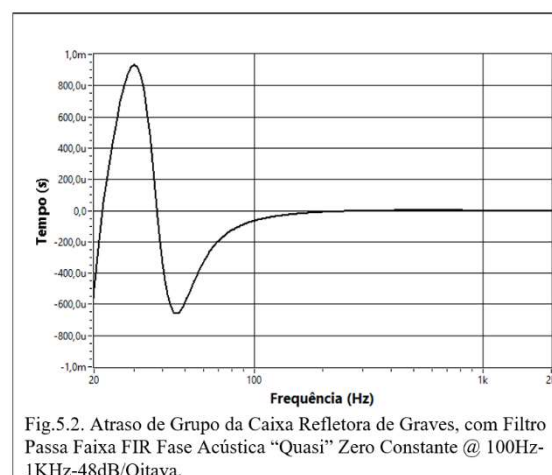
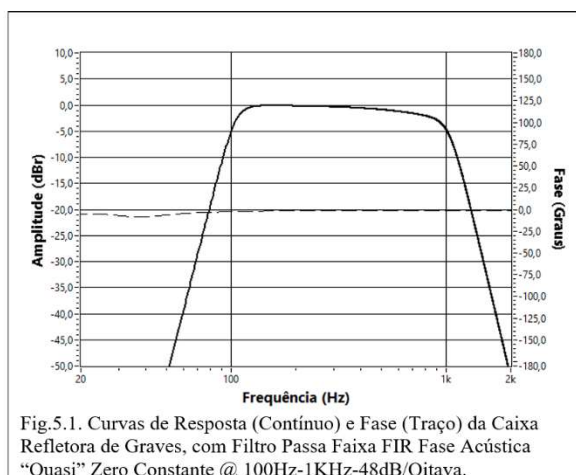
5. Simulando a Caixa Acústica Refletora de Graves, Processada por Filtro FIR de Fase Acústica “Quasi” Zero Constante.

Não adianta traçar um objetivo envolvendo resultados elétricos, uma vez que ouvimos o resultado acústico, ou seja, a fase acústica deve ser zero.

O algoritmo FIR de fase zero constante melhorou os resultados, mas ainda é insuficiente aos “engenheiros mais exigentes”.

A independência entre amplitude e fase nos algoritmos FIR pode ir ainda além. É possível compensar a fase acústica, uma vez tendo o conhecimento da mesma, por um filtro FIR de fase compensadora, gerando resultados na fase acústica “quasi” zero constante.

Dessa forma, os resultados das simulações serão:



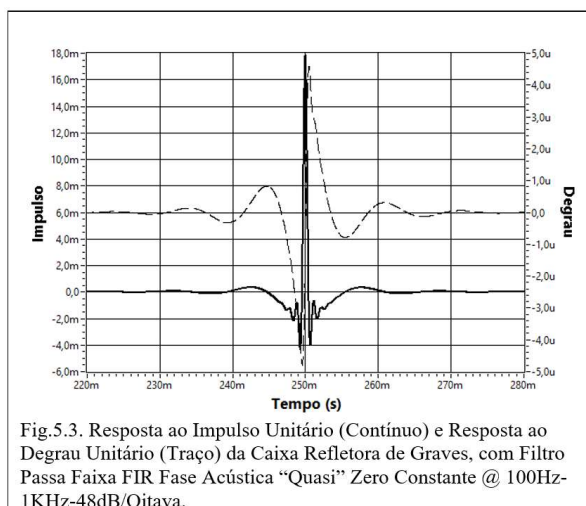


Fig.5.3. Resposta ao Impulso Unitário (Contínuo) e Resposta ao Degrau Unitário (Traço) da Caixa Refletora de Graves, com Filtro Passa Faixa FIR Fase Acústica "Quasi" Zero Constante @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

A curva de fase acústica ganhou aspecto extremamente linear (Fig. 5.1), o atraso de grupo é mínimo (Fig. 5.2) e as respostas ao impulso e degrau simetricamente espelhadas (Fig. 5.3).

O comportamento das simulações por tom senoidal será:

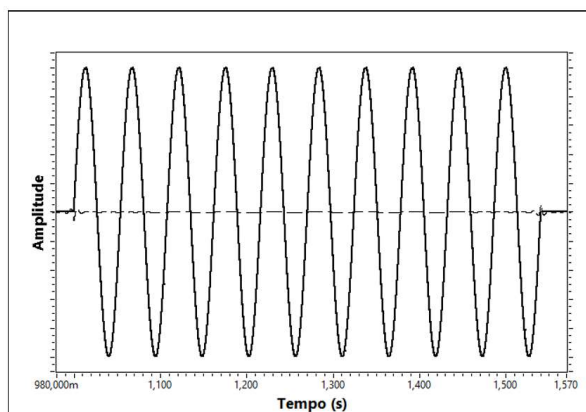


Fig.5.4. Tom Senoidal de 18,5Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço). Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletora de Graves @ $\frac{1}{2}F_b$, com Filtro Passa Faixa FIR Fase Acústica "Quasi" Zero Constante @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

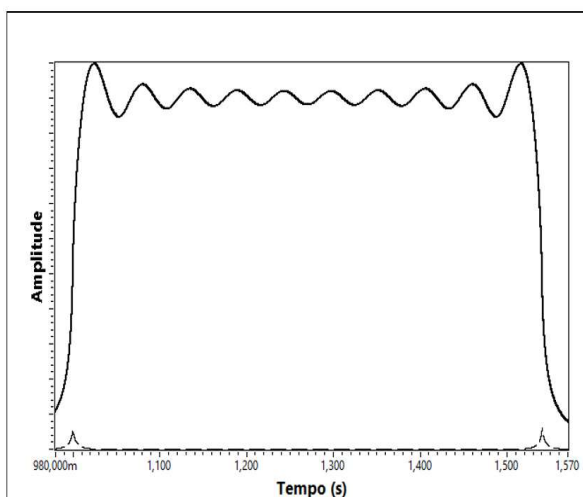


Fig.5.5. Envelope dos Sinais da Fig.5.4.

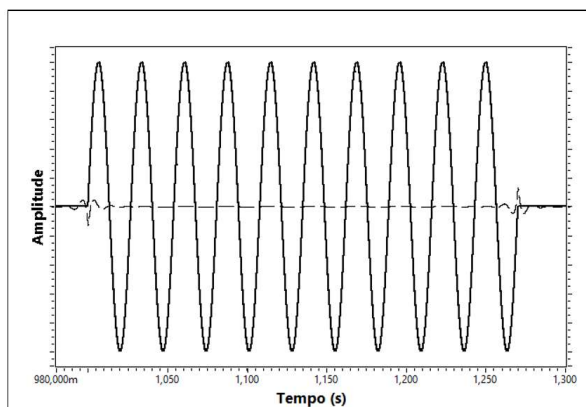


Fig.5.6. Tom Senoidal de 37Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço). Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletora de Graves @ F_b , com Filtro Passa Faixa FIR Fase Acústica "Quasi" Zero Constante @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

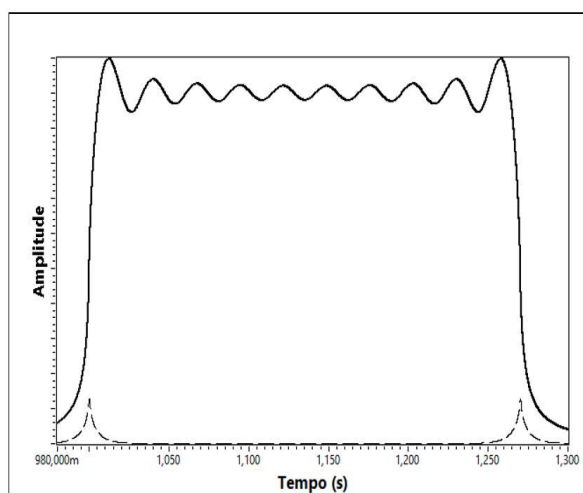


Fig.5.7. Envelope dos Sinais da Fig.5.6.

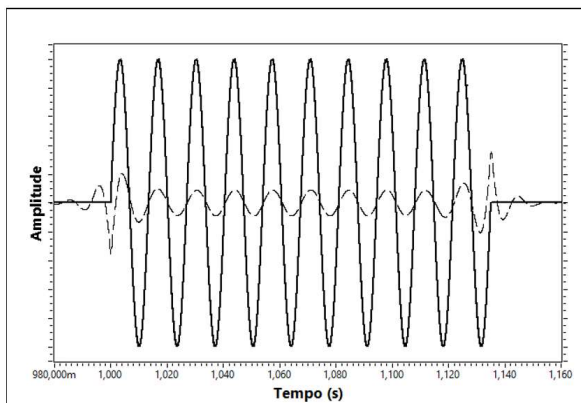


Fig.5.8. Tom Senoidal de 74Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletora de Graves @ $2 \cdot F_b$,
com Filtro Passa Faixa FIR Fase Acústica “Quasi” Zero Constante
@ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

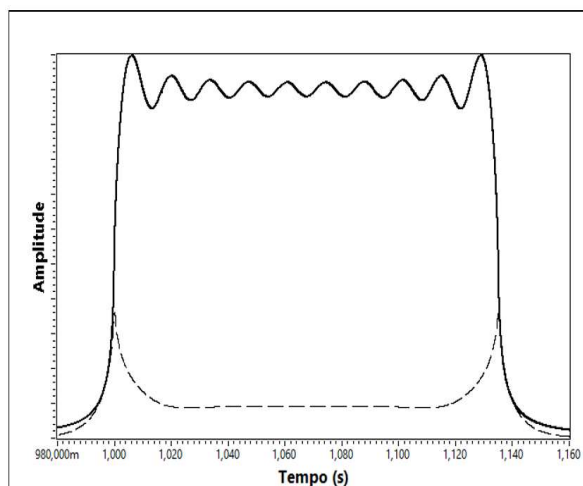


Fig.5.9. Envelope dos Sinais da Fig.5.8.

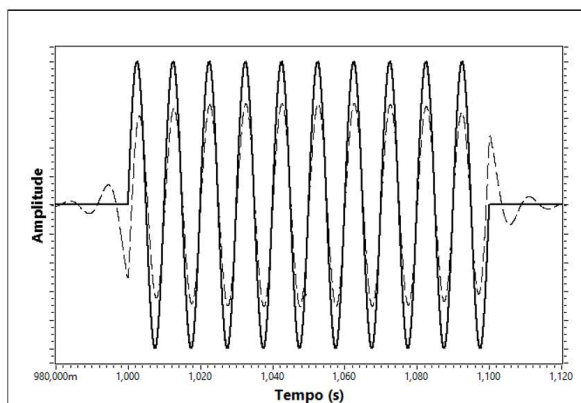


Fig.5.10. Tom Senoidal de 100Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletora de Graves @ F_{cHPF} ,
com Filtro Passa Faixa FIR Fase Acústica “Quasi” Zero Constante
@ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

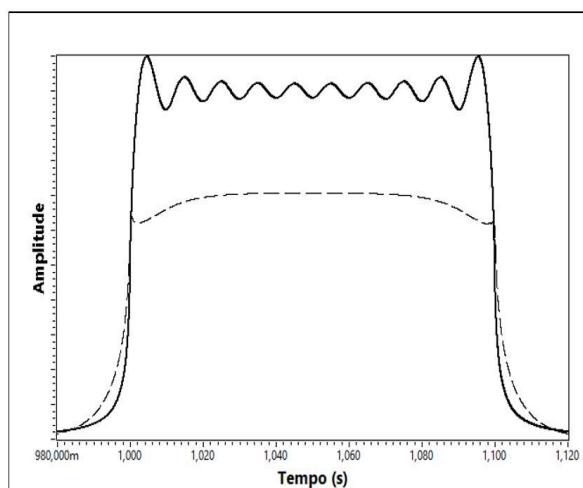


Fig.5.11. Envelope dos Sinais da Fig.5.10.

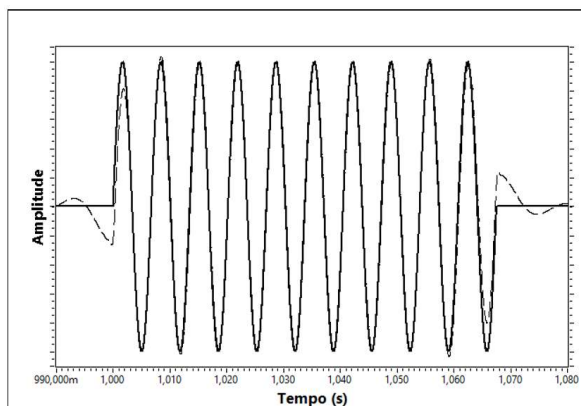


Fig.5.12. Tom Senoidal de 148Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletora de Graves @ $4 \cdot F_b$,
com Filtro Passa Faixa FIR Fase Acústica “Quasi” Zero Constante
@ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

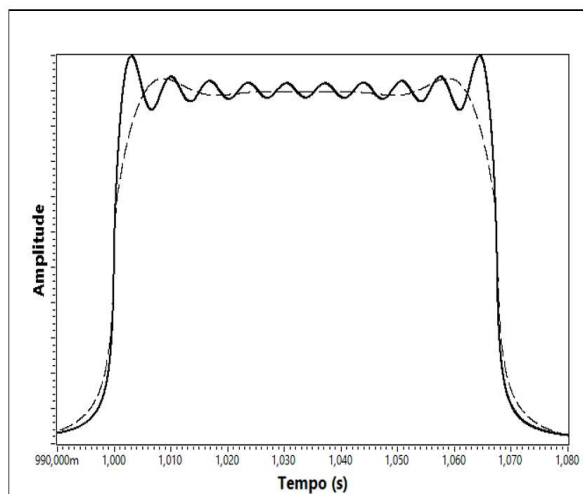


Fig.5.13. Envelope dos Sinais da Fig.5.12.

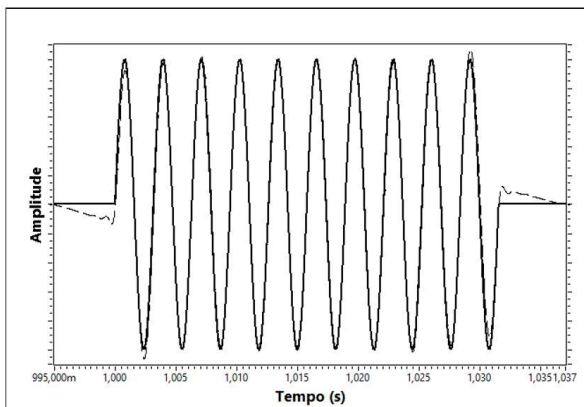


Fig. 5.14. Tom Senoidal de 317Hz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletora de Graves @ Centro da Banda Passante, com Filtro Passa Faixa FIR Fase Acústica “Quasi” Zero Constante @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

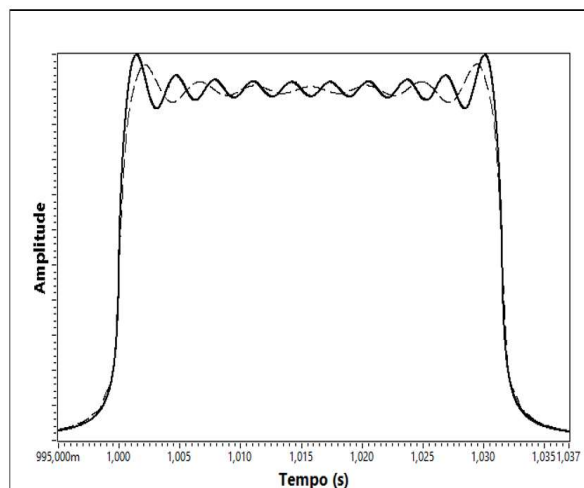


Fig. 5.15. Envelope dos Sinais da Fig. 5.14.

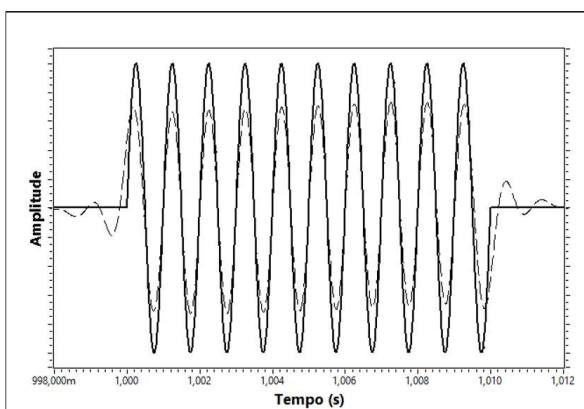


Fig. 5.16. Tom Senoidal de 1KHz Elétrico (Contínuo) e Acústico (Traço).
Sinal de Entrada e Saída da Caixa Refletora de Graves @ Tom Padrão, com Filtro Passa Faixa FIR Fase Acústica “Quasi” Zero Constante @ 100Hz-1KHz-48dB/Oitava.

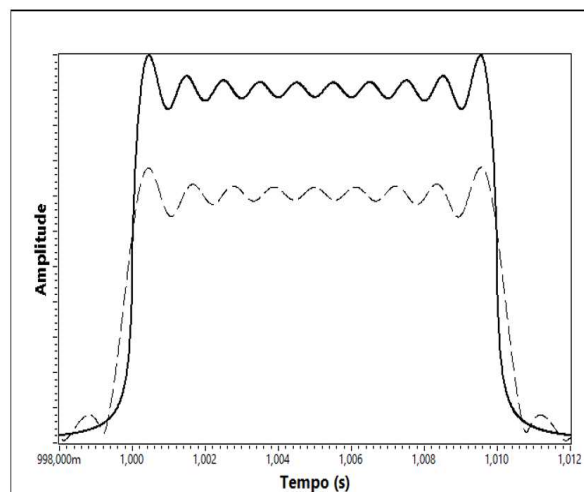


Fig. 5.17. Envelope dos Sinais da Fig. 5.16.

Os resultados acústicos são todos superiores, sincronizados, precisos, controlados e simétricos.

6. Simulando a Caixa Acústica Refletora de Graves, Processada por Filtro FIR de Fase Acústica “Quasi” Zero Constante e Amplitude Elétrica Constante.

O processo de transdução de energia elétrica em acústica nos alto-falantes é dependente da cinemática (dinâmica) das partes móveis. Tais componentes devem ser controladas de alguma forma, para garantir integridade sônica e estrutural.

Novamente, através dos parâmetros do conjunto alto-falante na caixa, é possível estimar e corrigir no sinal elétrico grande parte dos problemas dos materiais, ou seja, a inércia mecânica é controlada.

Nessa etapa das simulações será eliminado o filtro passa-faixa para salientar as características do processo de “controle da cinemática” ou de controle dinâmico acústico, com isso teremos:

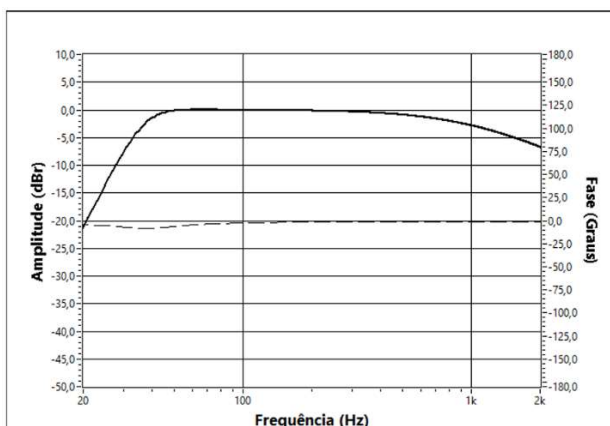


Fig.6.1. Curvas de Resposta (Contínuo) e Fase (Traço) da Caixa Refletora de Graves, com Filtro FIR de Amplitude Elétrica Constante e Fase Acústica "Quasi" Zero Constante.

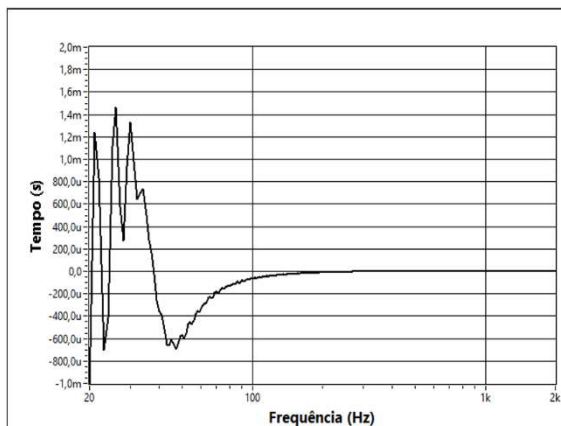


Fig.6.2. Atraso de Grupo da Caixa Refletora de Graves, com Filtro FIR de Amplitude Elétrica Constante e Fase Acústica "Quasi" Zero Constante.

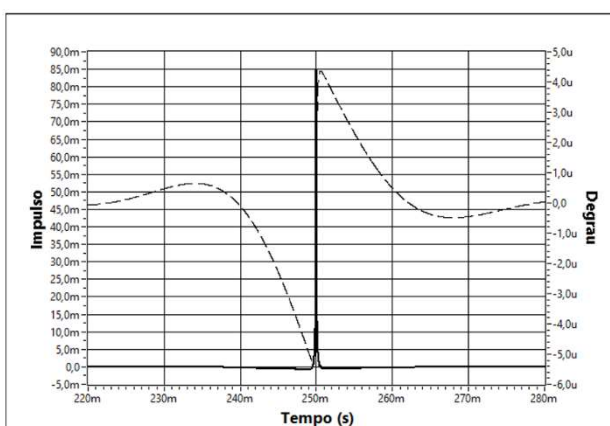


Fig.6.3. Atraso . Resposta ao Impulso Unitário (Contínuo) e Resposta ao Degrau Unitário (Traço) da Caixa Refletora de Graves, com Filtro FIR de Amplitude Elétrica Constante e Fase Acústica "Quasi" Zero Constante.

A resposta em frequência é idêntica à da caixa refletora de graves, mas a fase é praticamente zero.

O atraso de grupo é irrisório, com irregularidades decorrentes da precisão numérica utilizada nas equações (casas após a vírgula).

Na resposta ao impulso e ao degrau é notória a velocidade alta e a precisão na resposta aos transientes.

Como o objetivo agora é analisar sinais de correção, já tendo dados anteriores da caixa sem filtros, as simulações de tom senoidal e envoltória devem seguir princípios diferentes, sendo:

Tom Senoidal: Sinal elétrico pré e pós-processo de correção da dinâmica acústica.

Envoltória: Sinal elétrico, acústico pré e pós-processo de correção da dinâmica acústica.

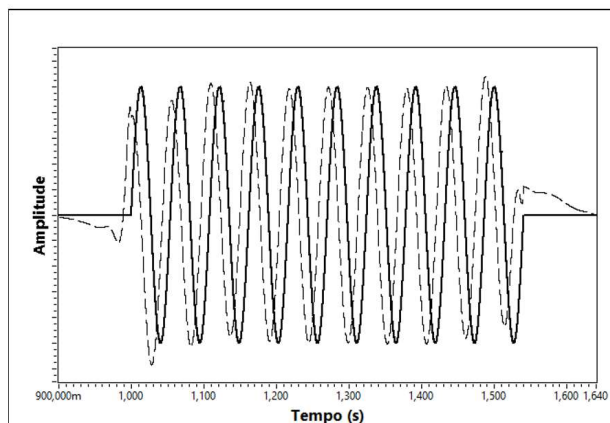


Fig.6.4. Tom Senoidal de 18,5Hz Elétrico Pré FIR (Contínuo) e Elétrico pós FIR (Traço). Sinal de Entrada e Saída Elétricos @ $\frac{1}{2} \cdot F_b$.

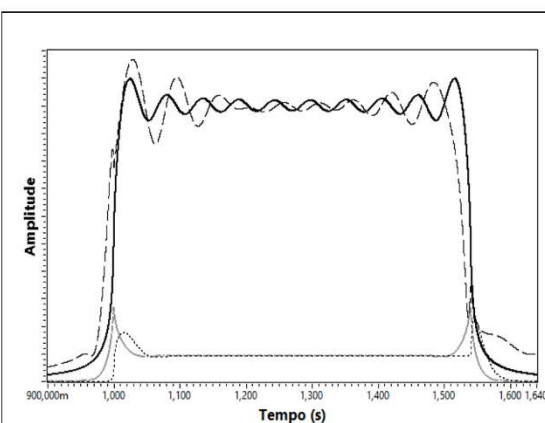
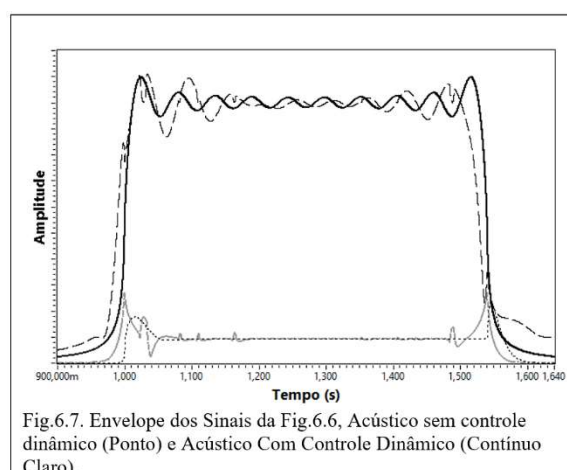
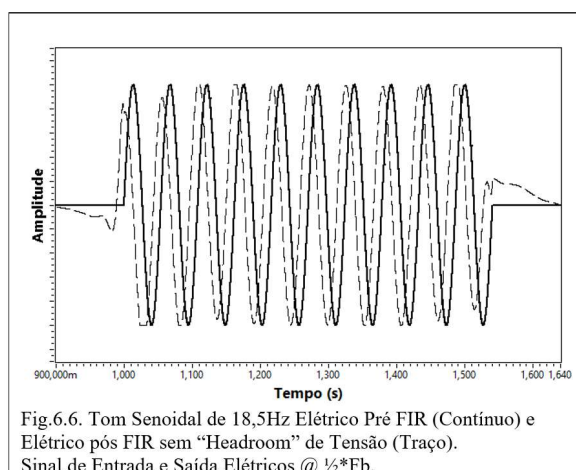


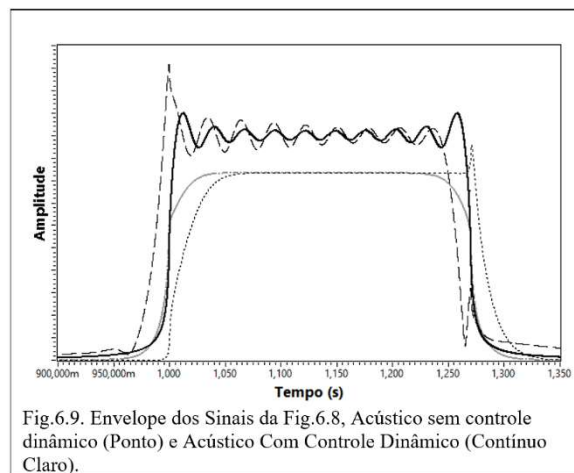
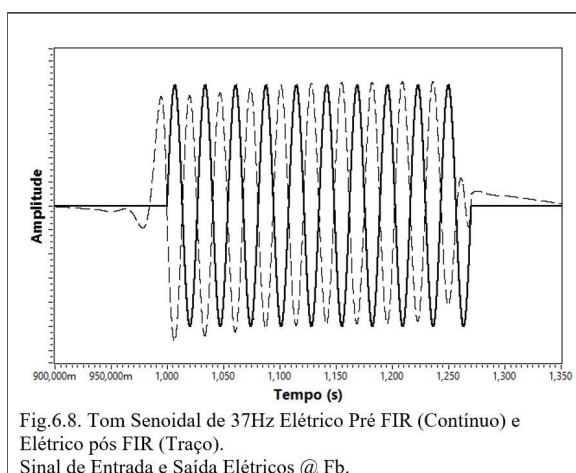
Fig.6.5. Envelope dos Sinais da Fig.6.6, Acústico sem controle dinâmico (Ponto) e Acústico Com Controle Dinâmico (Contínuo Claro).

Não considerando-se a latência do processo para sincronizar os sinais de entrada e saída, é interessante identificar-se o adiantamento na fase e a modulação de amplitude no sinal de saída elétrico, onde o adiantamento na fase corrige a rotação natural do filtro passa altas acústico da caixa e a modulação de amplitude compensa a aceleração do cone do Alto-Falante nas regiões de transição entre repouso e movimento, ou seja, quando o cone está parado, o sinal de excitação deve ser maior para elevar também a força instantânea do campo magnético da bobina, pois o cone acelera e responde mais instantaneamente ao transiente. O mesmo ocorre no processo de parada do cone, onde a tendência é a manutenção da oscilação, porém não mais pela frequência do sinal elétrico e sim pelo F_s do alto-falante.

A modulação do sinal acima do nível de entrada salienta a necessidade de “headroom” de tensão. Na Fig. 6.4 o “headroom” foi de 1,35dB, caso contrário, os picos de aceleração e o consequente controle dinâmico não seriam alcançados (Fig. 6.6 e Fig. 6.7).



Os restantes das simulações serão:



“Headroom” de tensão de 1dB.

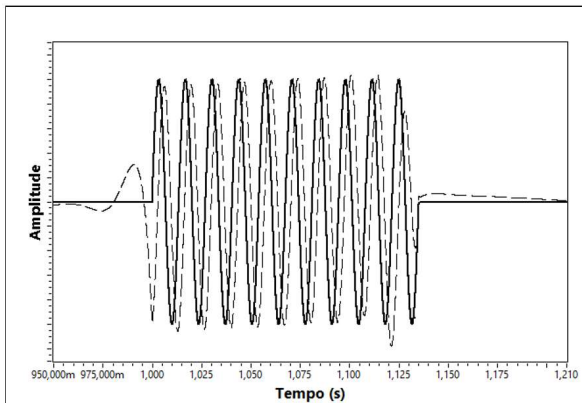


Fig. 6.10. Tom Senoidal de 74Hz Elétrico Pré FIR (Contínuo) e Elétrico pós FIR (Traço).
Sinal de Entrada e Saída Elétricos @ 2*Fb.

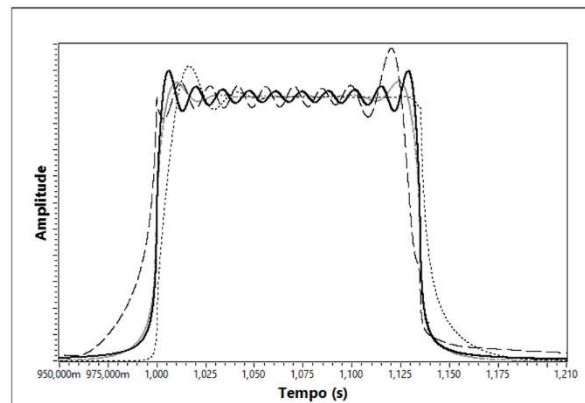


Fig. 6.11. Envelope dos Sinais da Fig. 6.10, Acústico sem controle dinâmico (Ponto) e Acústico Com Controle Dinâmico (Contínuo Claro).

“Headroom” de tensão de 1,42dB.

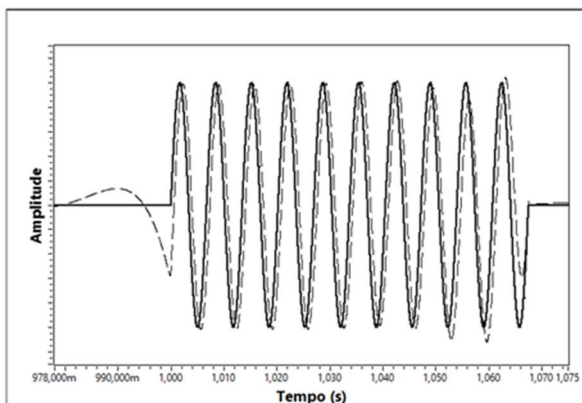


Fig. 6.12. Tom Senoidal de 148Hz Elétrico Pré FIR (Contínuo) e Elétrico pós FIR (Traço).
Sinal de Entrada e Saída Elétricos @ 4*Fb.

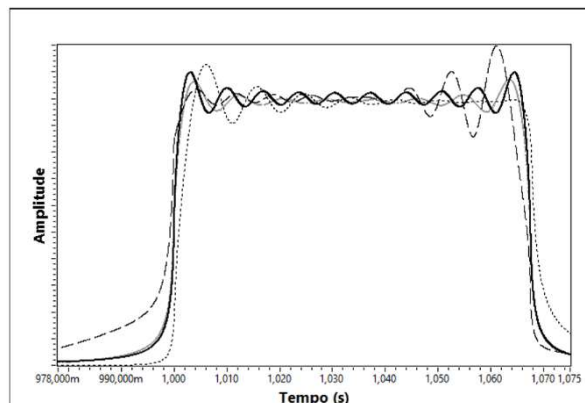


Fig. 6.13. Envelope dos Sinais da Fig. 6.12, Acústico sem controle dinâmico (Ponto) e Acústico Com Controle Dinâmico (Contínuo Claro).

“Headroom” de tensão de 0,96dB.

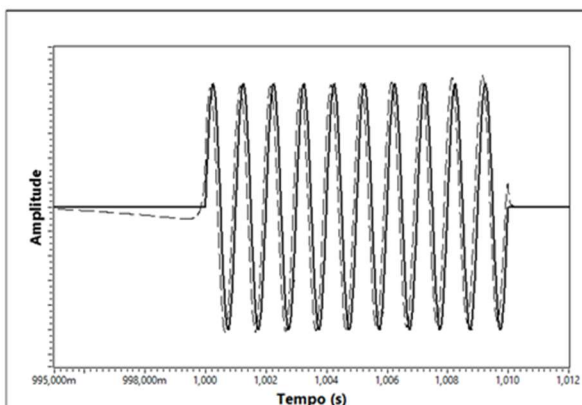


Fig. 6.14. Tom Senoidal de 1KHz Elétrico Pré FIR (Contínuo) e Elétrico pós FIR (Traço).
Sinal de Entrada e Saída Elétricos @ Tom Padrão..

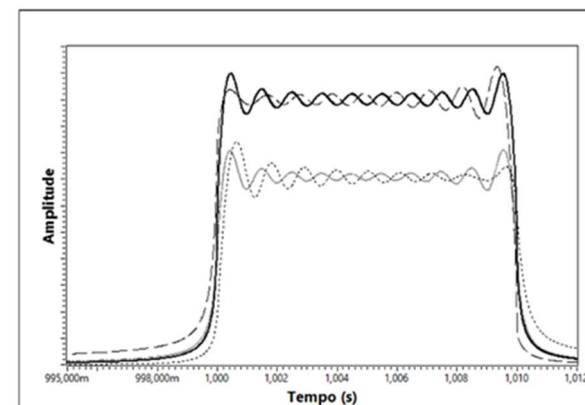


Fig. 6.15. Envelope dos Sinais da Fig. 6.14, Acústico sem controle dinâmico (Ponto) e Acústico Com Controle Dinâmico (Contínuo Claro).

“Headroom” de tensão de 0,6dB.

7. Medindo a Caixa Acústica Refletora de Graves, Processada por Filtro IIR e FIR de Fase Zero Constante.

Todo trabalho de simulação não tem total valia sem a constatação prática, em processos com repetibilidade e alta precisão.

Os resultados medidos serão demonstrados em um mesmo gráfico de escala temporal perfeitamente sincronizada. As regiões de ataque e decaimento separadas, para destacar detalhes.

O processo é um pouco diferente das simulações anteriores. São três curvas de medição acústica sendo:

Contínua: Tom senoidal com ajuste de amplitude referente à curva de resposta, apresenta comportamento de um filtro teoricamente perfeito.

Traço: Tom senoidal processado por filtro de algoritmo IIR.

Ponto: Tom senoidal processado por filtro de algoritmo FIR de fase zero constante.

Os filtros mantêm todas as características idênticas às simuladas. Os resultados serão:

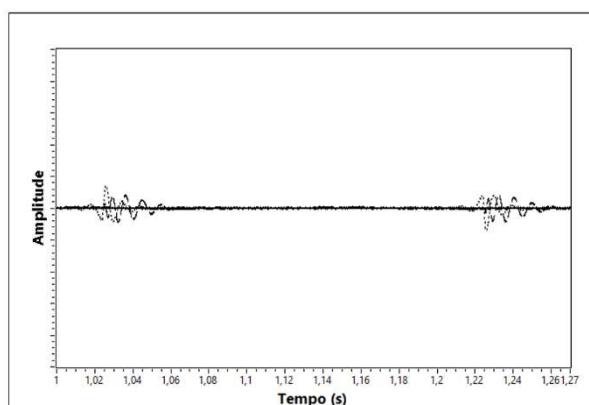


Fig. 7.1. Tom Senoidal de 50Hz, Escalonado (Contínuo), IIR (Traço) e FIR Fase Zero Constante (Ponto). Sinais Medidos da Caixa Refletora de Graves.

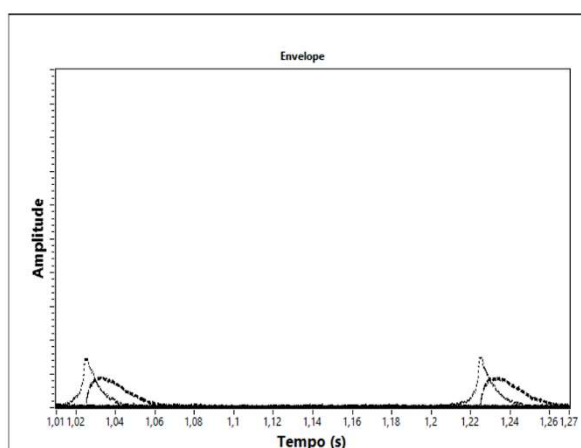


Fig. 7.2. Envelope dos Sinais da Fig. 7.1.

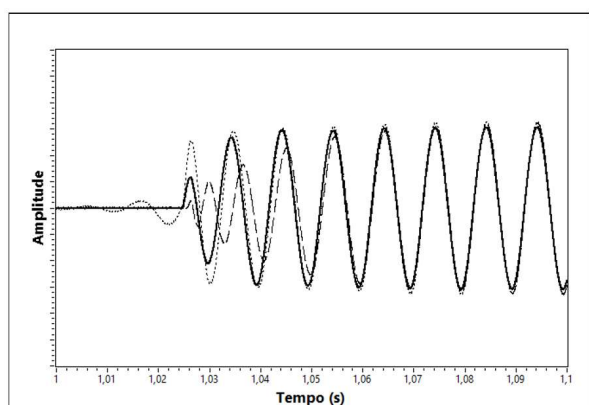


Fig. 7.3. Tom Senoidal de 100Hz, Escalonado (Contínuo), IIR (Traço) e FIR Fase Zero Constante (Ponto). Região de Ataque dos Sinais Medidos da Caixa Refletora de Graves.

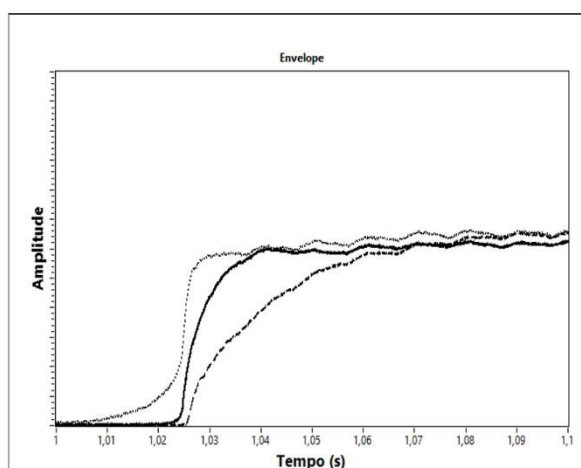


Fig. 7.4. Envelope dos Sinais da Fig. 7.3.

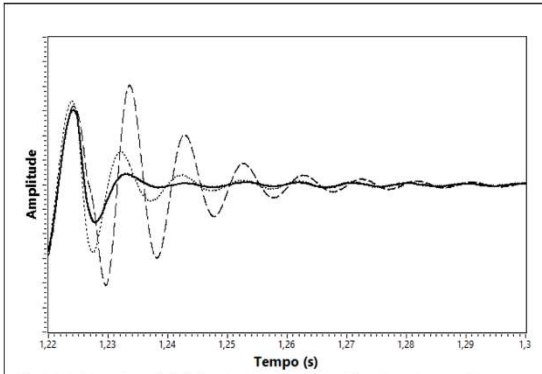


Fig. 7.5. Tom Senoidal de 100Hz, Escalonado (Contínuo), IIR (Traço) e FIR Fase Zero Constante (Ponto). Região de Decaimento dos Sinais Medidos da Caixa Refletora de Graves.

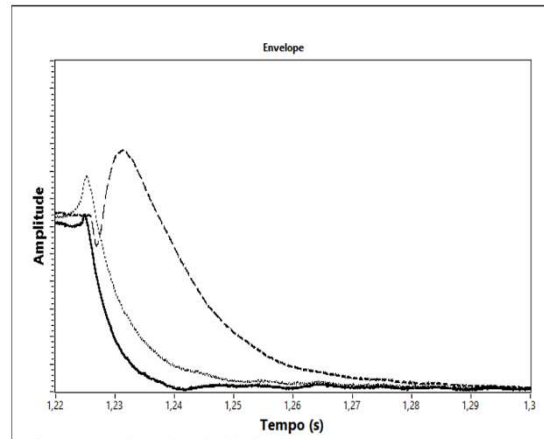


Fig. 7.6. Envelope dos Sinais da Fig. 7.5.

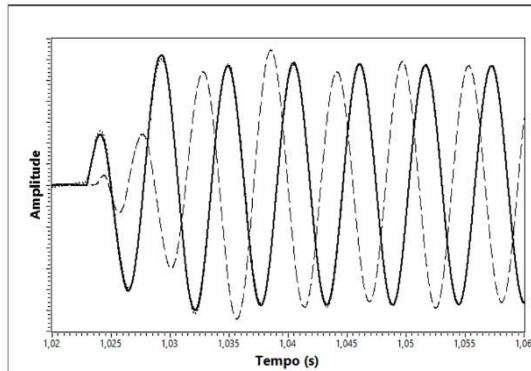


Fig. 7.7. Tom Senoidal de 179Hz, Escalonado (Contínuo), IIR (Traço) e FIR Fase Zero Constante (Ponto). Região de Ataque dos Sinais Medidos da Caixa Refletora de Graves.

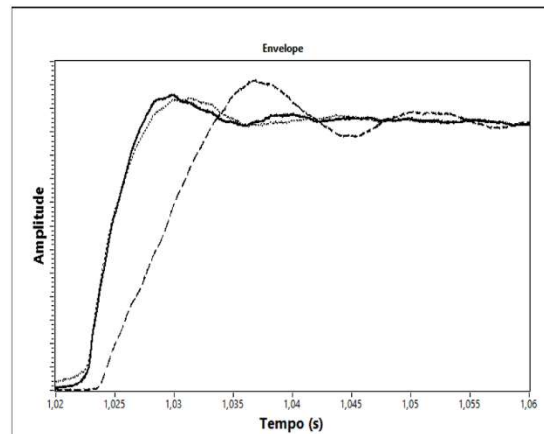


Fig. 7.8. Envelope dos Sinais da Fig. 7.7.

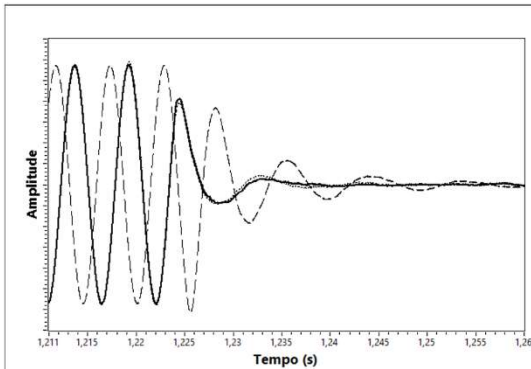


Fig. 7.9. Tom Senoidal de 179Hz, Escalonado (Contínuo), IIR (Traço) e FIR Fase Zero Constante (Ponto). Região de Decaimento dos Sinais Medidos da Caixa Refletora de Graves.

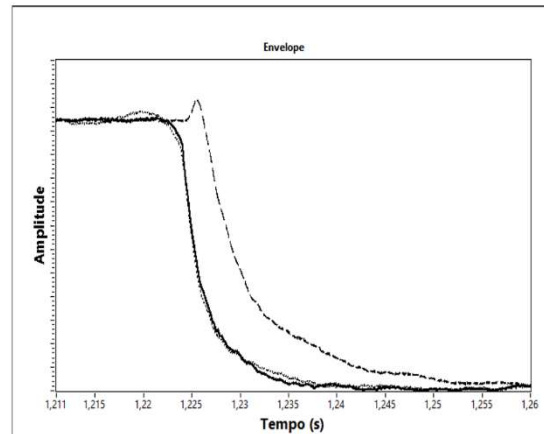


Fig. 7.10. Envelope dos Sinais da Fig. 7.9.

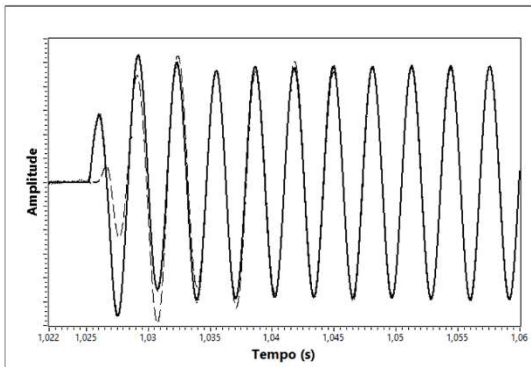


Fig. 7.11. Tom Senoidal de 317Hz, Escalonado (Contínuo), IIR (Traço) e FIR Fase Zero Constante (Ponto). Região de Ataque dos Sinais Medidos da Caixa Refletora de Graves.

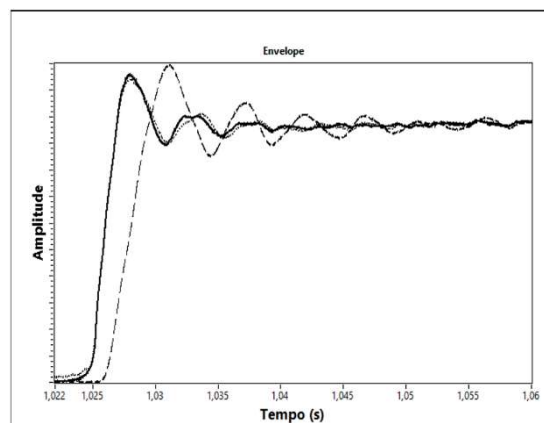


Fig. 7.12. Envelope dos Sinais da Fig. 7.11.

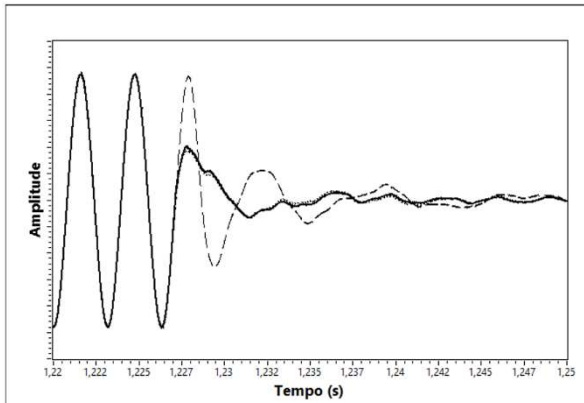


Fig. 7.13. Tom Senoidal de 317Hz, Escalonado (Contínuo), IIR (Traço) e FIR Fase Zero Constante (Ponto). Região de Decaimento dos Sinais Medidos da Caixa Refletora de Graves.

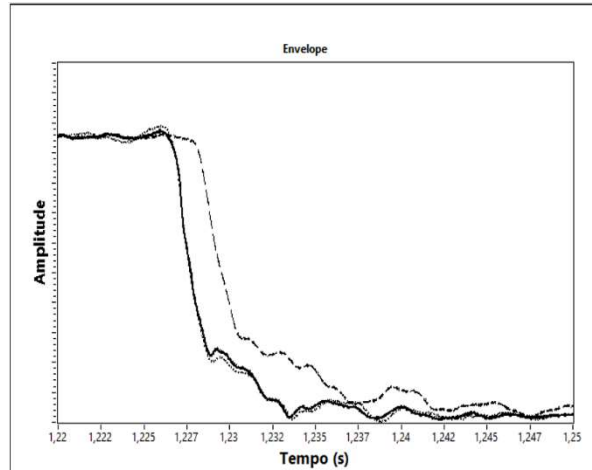


Fig. 7.14. Envelope dos Sinais da Fig. 7.13.

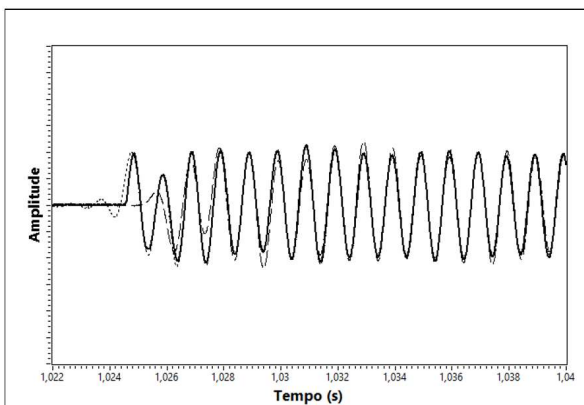


Fig. 7.15. Tom Senoidal de 1KHz, Escalonado (Contínuo), IIR (Traço) e FIR Fase Zero Constante (Ponto). Região de Ataque dos Sinais Medidos da Caixa Refletora de Graves.

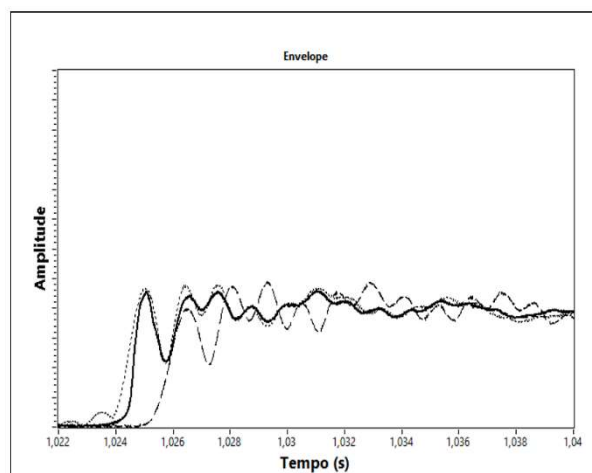


Fig. 7.16. Envelope dos Sinais da Fig. 7.15.

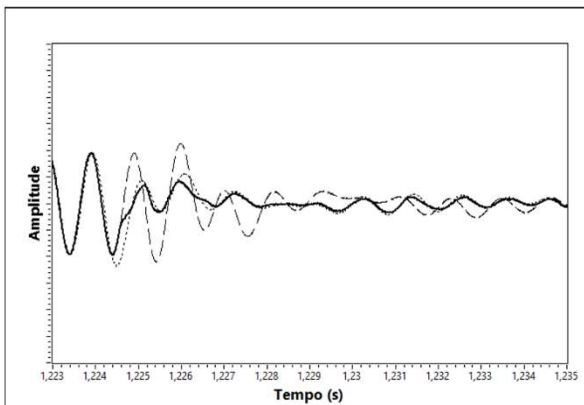


Fig. 7.17. Tom Senoidal de 1KHz, Escalonado (Contínuo), IIR (Traço) e FIR Fase Zero Constante (Ponto). Região de Decaimento dos Sinais Medidos da Caixa Refletora de Graves.

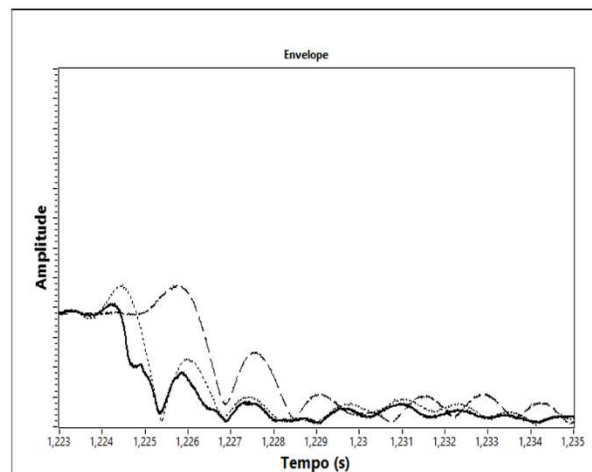


Fig. 7.18. Envelope dos Sinais da Fig. 7.17.

As medições em trecho de programa musical serão:

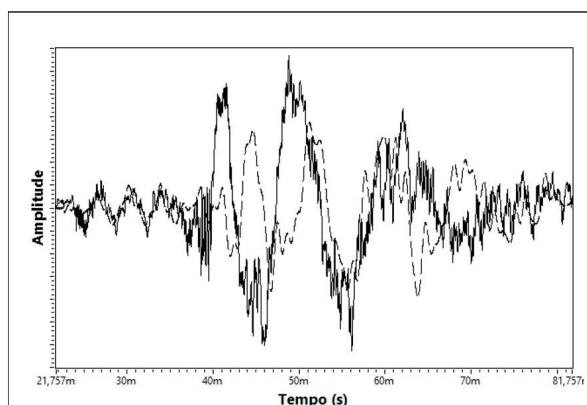


Fig.7.19. Trecho de Sinal de Programa musical, Sem Filtros (Contínuo), IIR (Traço).
Sinais Medidos da Caixa Refletora de Graves.

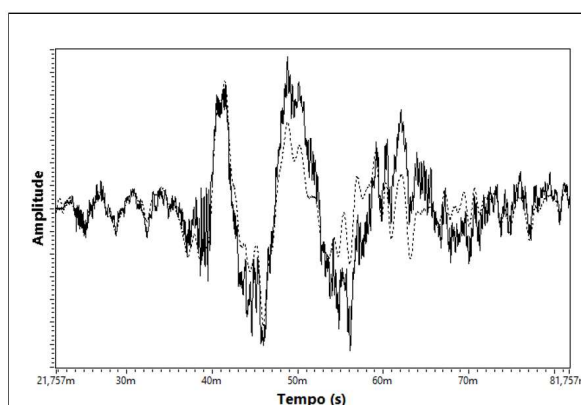


Fig.7.20. Trecho de Sinal de Programa Musical, Sem Filtros (Contínuo), FIR Fase Zero Constante (Ponto).
Sinais Medidos da Caixa Refletora de Graves.

É incomparável a fidelidade de reprodução do sinal processado por algoritmo FIR. O resultado é visivelmente mais rico em detalhes.

7. Conclusão.

A primeira coisa que devemos fazer ao trabalhar com alto-falantes, caixas acústicas, e sonorização de ambientes é aprender a se contentar com pouco; existem muitos problemas e realmente poucas soluções.

A reprodução de conteúdo musical envolve uma infinidade de processos, cada qual com seus objetivos e consequências. Estamos caminhando cada vez mais rapidamente, impulsionados pela tecnologia, que proporciona não somente ferramentas para compreensão da física dos fatos, como também capacidade de transformar ideias mirabolantes em produtos reais, mas devemos buscar ir ainda além.

Os efeitos demonstrados nesse trabalho estão presentes em qualquer equipamento que utilize filtros que girem fase e não possuam métodos adicionais de controle dos mesmos.

Filtros analógicos, ou de algoritmo IIR, não estão com os dias contados, pois para todo problema existem sempre muitas soluções, neste trabalho foi abordado somente uma delas.

Apesar de todas as vantagens demonstradas nos gráficos, somente ouvidos bem treinados, em procedimentos de teste controlados, são capazes de distinguir diferenças, pois existem muitas outras variáveis não abordadas neste trabalho. Uma delas é a falta de memória auditiva do ser humano. No final, o resultado precisa ser sempre muito ruim para nos gerar incomodo.

O setor do áudio profissional segue tendências práticas por esses e outros inúmeros fatores, mas e a fidelidade?

Hoje distorção é somente a DHT (Distorção Harmônica Total), dinâmica virou vilão e baixo controle qualidade.

Até a próxima!

Microprocessadores e Microcontroladores – O Que É Importante Todo Técnico Reparador Saber

Paulo Brites*

Boa parte deste artigo foi “plagiada” do meu livro **Algumas Ideias para Consertar Televisores Modernos**, publicado em 2005.

Anda na moda plagiar, principalmente dissertações acadêmicas, mas, neste caso, o autor do livro, que sou eu mesmo, consentiu o “plágio”, então vamos lá.

O livro tem 15 anos que foi lançado e está esgotado, entretanto ele pode ser encontrado pirateado na Internet. Fique à vontade. Leia sem moderação, embora os “televisores modernos” daquela época já sejam considerados jurássicos atualmente (serão mesmo?).

Todavia, o tema que vou abordar conceitualmente fica do mesmo jeito como era ontem e é hoje (eu não arriscaria dizer amanhã).

Entendendo as diferenças

Sob o ponto de vista de todo técnico reparador, seja ele de televisores, máquinas de lavar, geladeiras ou quaisquer bugigangas elétricas, faz pouca diferença entender a diferença entre “alhos e bugalhos” (micros e micros), mas vale a pena aprender um pouquinho para não falar besteiras por aí.

De uma maneira bem resumida, podemos dizer que ambos - microprocessadores ou microcontroladores – são circuitos, ou melhor, dispositivos de eletrônica digital controlados por um programa ou software.

No caso do microcontrolador este programa foi definido e embutido (*embedded*) dentro do dispositivo (CI no popular) pelo projetista do mesmo e não há como se alterar nada ou quase nada.

Ele “nasce” com a missão de executar determinadas tarefas e não temos “permissão” para alterá-las.

Com isso, quase sempre, todos pinos de entrada e saída de um microcontrolador só podem ser utilizados para executar funções que foram predeterminadas pelo seu projetista.

***Técnico em Eletrônica**

Já o microprocessador, embora tenha um poder de processamento muito maior, “sozinho” não faz nada. Ele precisa de uma programação que não está “embutida” nele.

Os microprocessadores começaram a ser utilizados nos computadores denominados PC – Personal Computer, mas hoje estão nos Smart Phones, Iphones, Tablets, Ipods, Smart TVs, por exemplo.

Eles precisam de um Sistema Operacional como o Windows, IOS ou Linux para funcionar, ou seja, “fazer alguma coisa” para os humanos.

Por outro lado, um microcontrolador, embora seja dedicado, isto é, tenha uma limitação na execução de tarefas, torna o projeto mais versátil.

Um equipamento que utiliza um determinado microcontrolador pode ser construído de modo que vários modelos com funcionalidades diferentes possam ser oferecidos simplesmente sendo acrescentado ao projeto uma memória externa, que “dialoga” com este microcontrolador, onde são guardadas as informações para cada modelo específico.

Vou dar exemplo que vem da culinária e certamente fará você entender melhor isto.

Quando você vai a um restaurante, vários “tipos” de arroz aparecem no cardápio; com brócolis, com lentilha, em forma de risoto, para citar alguns.

Na cozinha existe um panelão com um arroz básico pronto.

Quando o garçom leva a “comanda” pedindo um determinado “tipo” de arroz, o cozinheiro simplesmente acrescenta aquele ingrediente específico numa porção daquele arroz “básico” e assim, um arroz básico vira um “lindo” (e caro) risoto de camarão!

Simple assim!

Fica combinado que daqui para frente irei utilizar apenas a expressão MICRO, por uma questão de “economia de palavras”, para me referir aos microcontroladores, que são o objetivo deste artigo.

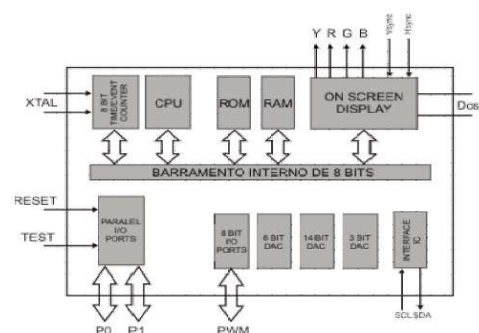


Figura 1

Por dentro de um micro de um televisor

Na figura 1 temos o diagrama em blocos de um micro de um televisor, do tempo em que os animais falavam.

Esta figura foi extraída do livro que citei na abertura do artigo, com a autorização do autor, este que vos escreve!

Não se trata de um micro de um smart tv ou de uma geladeira, mas isso não vem ao caso e você já irá entender onde pretendo chegar, se não parar de ler por aqui.

Observe os dois blocos vermelhos na Fig.1 onde temos as palavras “XTAL” e “RE-SET”.

Lembre-se que o título deste artigo diz “o que é importante todo técnico reparador saber” e não menciono a sigla TV porque, como veremos, a partir de agora, o que será tratado aqui servirá para todos os equipamentos microcontrolados, desde o carrinho com controle remoto à sua superpoderosa smart tv com 1 bilhão de cores!

Testes preliminares quando se repara um aparelho microcontrolado.

Ufa! É aqui que eu quero, finalmente, chegar. Se a placa principal do equipamento eletrônico que você está tentando reparar tem um “micro”, ou seja, o equipamento é microcontrolado, você precisa se preocupar com três itens principais antes de pensar em trocá-lo desvairadamente, como muita gente faz (ou pensa em fazer) caso o “coitado do equipamento” esteja parecendo morto (às vezes pode estar só se fingindo de morto).

O primeiro item é óbvio e todo técnico reparador está “careca de saber” (literalmente): existe alimentação chegando no micro, geralmente 5VDC?

Repare que a pergunta não foi se a fonte de 5V está ok e sim se alimentação chega no pino do micro que deve receber esta tensão.

Parece que eu estou “chovendo no molhado” ao dizer isso, mas tenho certeza de que muita gente boa, às vezes, “esquece” desta condição obrigatória.

Supondo que você “não deu esse mole” como dizem por aí, então agora é hora de examinar os outros dois pontos ESSENCIAIS para um micro funcionar: - oscilador interno feito por um cristal (geralmente) e reset.

Comecemos pelo reset: - o que ele é e para que ele serve?

Sempre defendi a ideia de que devemos começar a estudar qualquer coisa nova entendendo o significado das palavras “estranhas” que estamos vendo pela primeira vez na vida.

Quando eu dava aula de física para jovens e adultos, às vezes, levava dicionários para sala de aula para que os alunos pesquisassem palavras que iriam aparecer no assunto e que certamente não lhes eram familiares.

Mas isso não deveria ficar por conta dos professores de português?

Entendo que não deve ser apenas tarefa deles e sim de todo professor de qualquer disciplina.

Voltando ao “reset”, é melhor começar por “set”, uma palavra da língua inglesa que pode ter dois significados. Se for substantivo significa conjunto, mas se for verbo, que o nosso caso, então pode ser entendido como “operar ou iniciar a operação”.

Entendido isso, fica fácil concluir que *reset* significa re-operar ou inicializar, como passou a ser “traduzido” quando os computadores se tornaram populares.

Muito bem, e daí (no bom sentido)?

Quando um micro (controlador ou processador, tanto faz) é desligado, ou seja, a sua alimentação é cortada, algumas operações internas estavam ocorrendo e foram interrompidas de forma abrupta.

Assim, ao ser religado, é possível ou quase certo de que ele retome o que estava fazendo de forma descontrolado e conseqüentemente “vai dar ruim”.

Para contornar este inconveniente os projetistas incluíram no dispositivo uma entrada chamada reset que tem por finalidade limpar tudo que ficou pelo caminho para começar um processamento totalmente novo. No popular, o famoso “arrumar a casa” que a patroa chegou!

O reset é um pulso (não é um nível lógico) de curtíssima duração que é produzido por um circuito fora do micro e aplicado ao seu pino denominado reset, obviamente.

Moral da história, se o reset não ocorrer assim que o equipamento é ligado, nada irá funcionar. Artigo primeiro da “constituição” dos micros: sem reset nada vai rolar!

Veja que eu disse “quando é ligado”, portanto, sair de standby não afetará o processamento, ou seja, não haverá reset.

Aqui é muito importante que uma coisa que fique bem clara na sua cabecinha: - um equipamento em stand by não está desligado, apenas está “dormindo”, como um cão de guarda, pronto para entrar em ação.

Você que é um técnico esperto já concluiu (assim espero) que quando um equipamento está em stand by todas as tensões das fontes podem estar off, EXCETO aquela que alimenta o micro, geralmente, 5V.

Como se faz e se como se testa um reset?

Já foi explicado o que é e para que serve um reset, mas como ele é feito?

O reset propriamente é feito dentro do micro, mas para que ele ocorra precisamos de um circuito externo ligado ao pino denominado RESET que apareceu na figura 1.

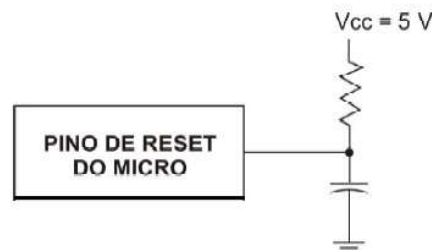


Figura 2

A maneira mais simples de se fazer um circuito de reset é com uma malha RC ligada ao pino reset como mostrado na figura 2.

Neste caso ao ser energizado o equipamento e ser estabelecido os 5V da fonte que alimentará o micro o capacitor se comportará instantaneamente como um “curto” levando o pino de reset ao terra. É um exemplo de reset com zero volt. Terminado o reset que é um pulso de curtíssima duração (poucos milissegundos) teremos 5V no pino.

O técnico desavisado ao medir 5V no pino pode pensar, erroneamente, que o micro foi resetado.

O reset não pode ser medido com um voltímetro, que tem uma resposta muito lenta.

Até mesmo com um osciloscópio será preciso muita habilidade para “ver” o pulso de reset.

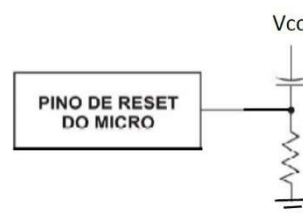


Figura 3

Na figura 3 vemos outro circuito de reset usando malha RC.

Repare que agora o capacitor não vai ligado à terra e sim aos 5V. Isto fará com que o micro seja resetado com nível alto e ao fim do reset o pino esteja com zero volt.

Quando o micro é resetado com pulso para baixo, como no caso da figura 2, costuma aparecer no esquema uma das nomenclaturas mostradas na figura 4.



Figura 4

Mas lembre-se que, ao medir com um voltímetro, no pino de reset você encontrará 5V.

Finalmente, resta dizer que alguns micros muito exigentes no reset podem utilizar um pequeno CI projetado com a função específica de “resetador” de micros.

Hora de falar do XTAL

Essa forma “estranha” de escrever cristal usando X é como os gringos costumam usar e aparecer na maioria dos esquemas e data sheets. Vá se acostumando com ela.

Não necessariamente precisa ser um XTAL, em alguns casos, é utilizada uma malha RC, entretanto o cristal produz uma frequência mais acurada e precisa.

Malha RC ou o cristal constituem o elemento da base de tempo do oscilador interno do micro.

Tudo, eu disse TUDO, dentro de um micro é rigorosamente controlado pelo tempo. Se o oscilador não funcionar o micro não vai funcionar e por consequência o equipamento também.

Alguns micros têm um pino específico para monitorar se o oscilador está funcionando, pois, ao colocarmos a ponteira do osciloscópio nos pinos onde está ligado ao XTAL, o circuito poderá ser carregado pela impedância do *scope* fazendo o oscilador parar.

Aqui vale a seguinte regra: se você consegue ver a onda senoidal no osciloscópio, então está tudo certo.

Se não viu nada, não se pode afirmar que está errado. O oscilador pode ter parado de funcionar com a carga da ponteira.

E assim, encerro este artigo com a certeza de que devo ter esquecido de mencionar alguma coisa, mas parafraseando a letra da canção do filme Mogli, o menino-lobo:

“Usei o necessário, somente o necessário, o extraordinário é demais!”

ANTENAS: Coaxial ou Linha Aberta?

Se você não dispuser de "Q\$J" para adquirir cabo coaxial de alta qualidade (e renová-lo de tempos em tempos), será muito melhor empregar, na "descida" da sua antena, linha aberta de 300 ohms: barata, versátil e eficiente!

PY1AFA, Gil*

Em Eletrônica Popular de julho de 1980, **PY4AEB**, Haroldo Rocha Vianna, surpreendeu muitos radioperadores ao propor, para alimentação de suas antenas, o uso de "linha aberta" de TV em lugar do cabo coaxial. Trata-se de um magistral artigo, cuja leitura recomenda-se a todos os que puderem ter acesso àquela edição de E-P.

Com vistas àqueles que não dispuserem do artigo original, tentaremos fazer um "compacto" de seus aspectos primordiais.

AS ALTAS PERDAS EM CABOS COAXIAIS

O ponto de partida dos experimentos de **PY4AEB** foi a constatação, em vasta literatura especializada, de que, a não ser nos tipos de muito alta qualidade (consequentemente bastante caros!), os cabos coaxiais apresentam acentuadas perdas, principalmente nas faixas de frequências mais elevadas.

Outros fatores para essas perdas são o envelhecimento "precoce" dos cabos comuns submetidos à intempérie e, mais que isso, (como relatado por **PY2AH**, Iwan Halász), a precária qualidade de alguns cabos existentes no comércio, com variações na espessura do isolamento e no posicionamento de seu condutor central em relação à malha externa, ocasionando variações imprevisíveis na sua impedância característica e, pelo descasamento daí resultante, elevando desmesuradamente as perdas.

AS BAIXAS PERDAS NA LINHA ABERTA

Nas linhas abertas, o "isolamento" entre os dois condutores paralelos é constituído basicamente pelo ar, havendo apenas diminutas porções de materiais isolantes utilizados nos separadores colocados a espaços relativamente amplos. Uma linha aberta de boa qualidade pode ser construída pelo amador ou adquirida pronta por um preço acessível como é o caso da "Idealinha", bem conhecida dos antenistas de TV.

Em tais linhas são reduzidas as perdas dos três tipos que ocorrem nas linhas de transmissão (aquecimento dos condutores, fugas no dielétrico e irradiação na linha), pois os condutores são grossos, o dielétrico é o ar atmosférico e a irradiação é baixa, pois é pequena a distância entre os dois condutores, motivo pelo qual, em um sistema simétrico, a irradiação é quase desprezível. Em igualdade de condições (informa **PY4AEB**) na faixa de 28 MHz e para um comprimento de 30 metros, a linha aberta dará uma perda 10 vezes (isto mesmo; DEZ VEZES) menor que um cabo coaxial.

*Gilberto Affonso Penna – SK – *In Memoriam* – Republicado de AN-EP - VOL. 94 Nº 2/1987

E, isto é o mais importante, mesmo que a relação de onda estacionária na linha aberta for seis vezes maior que a existente em linha análoga feita de cabo coaxial, a perda na "Idealinha" será três vezes menor que a correspondente ao coaxial.

LIGAÇÃO DIRETA À ANTENA

Em seu raciocínio, PY4AEB mostra que, mesmo em antenas alimentadas em sistema de baixa impedância (50/75 ohms), é perfeitamente aplicável a linha aberta de 300 ohms, eliminando-se os acopladores "gama" ou similares que se usam para o cabo coaxial. Numa antena direcional Yagi, por exemplo, suprima-se o acoplador gama, colocando-se apenas um isolador no centro do elemento ativo (irradiante) e ali ligando, em cada metade, cada um dos condutores da linha de 300 ohms.

Observem como isto simplifica as coisas! Então a R.O.E. na linha irá para as nuvens!, dirão os leitores. Certo; a relação de onda estacionária na linha subirá consideravelmente, mas como a linha aberta oferece baixas perdas, isto não trará maiores inconvenientes. E a TVI? Também não constituirá maior problema, pois numa linha aberta, com excitação simétrica e pequena distância entre os condutores, será quase nula a sua irradiação.

LIGAÇÃO AO TRANSMISSOR

Já na "outra ponta" da linha aberta, isto é, cá no "shack", não se pode ignorar o inevitável descasamento de impedâncias que ocorreria na saída de antena do transmissor ou transceptor. Nos atuais equipamentos de componentes ativos do estado sólido, o descasamento será inaceitável, se o estágio final for dotado de dispositivo de proteção, este atuará e "cortará" a transmissão; se não houver proteção, adeus transistores de potência!

Mas, para isso, **PY4AEB** propõe remédio perfeito: empregar um sintonizador de antena entre a linha aberta e o transmissor. A disposição sugerida está na Fig. 1: a saída do transmissor (ou transceptor) é ligada, através de um cabo coaxial curto, a um refletômetro (medidor de R.O.E.); a saída deste, por meio de outro cabinho coaxial, ao sintonizador de antena. Este último se incumbirá de "casar" ou adaptar a impedância (300 ohms) da linha aberta aos cerca de 50 ohms da saída do transmissor, eliminando os inconvenientes ou riscos do descasamento.

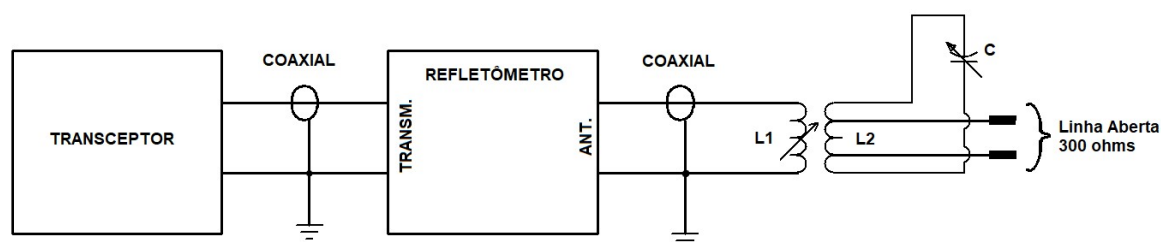


Figura 1 - Disposição proposta por PY4AEB para o transceptor, o refletômetro e o sintonizador, para ajuste de cada faixa. Quem possuir filtro passa-baixas anti TVI (como o excelente Electril FPB 30 M), deverá intercalá-lo entre o transceptor e o refletômetro, para evitar a Irradiação de harmônicos acima de 30 MHz que possam causar TVI. Os dados de L1, L2 e C estão no texto. Quem utilizar direcional rotativa, para evitar curtos entre os dois condutores da linha empregará, na sua parte final (junto à antena, no trecho em que possa ser afetada pela rotação da direcional) um trecho de fita geminada de 300 ohms para TV; deste ponto para baixo, empregar-se-á linha aberta Idealinha, de baixas perdas.

Não há, tanto quanto saibamos, nenhum sintonizador (ou "acoplador") de antenas, para radioamadores, de fabricação comercial brasileira, dotado de saída simétrica para linha de 300 ohms (**N.R.: o artigo original é de 1987**): têm, quase todos, previsão apenas para cabo coaxial (50/75 ohms) e, em alguns, também para antena monofilar. Por este motivo, o uso de linha aberta demandará um sintonizador de construção caseira.

Em seu artigo, **PY4AEB** informa ter utilizado o esquema básico da figura 1. Para operar nas faixas de 20, 15 e 10 metros, diz ele:

"Preferi usar três sintonizadores, um para cada faixa, de modo que, ajustados, ao mudar de faixa, eu simplesmente mudo as conexões de saída do transceptor e de entrada da antena.

Cada sintonizador é constituído de uma bobina L2 em paralelo com um capacitor variável, C, de 100 pF (N.R.1). Cada bobina é feita com fio comum de ligações elétricas, com 2 mm de diâmetro (12 AWG), do qual foi retirado o plástico isolante. O diâmetro da bobina é de cerca de 4 cm, com núcleo de ar. Ao construídas, procurei um espaçamento entre espiras de 0,5 cm e ajustei o número de espiras de cada uma delas, por tentativas, para ressonância com o capacitor variável na metade, aproximadamente, de seu curso; isto foi feito usando um ressonímetro ("grid-dip meter") ajustado sucessivamente em 28,5 MHz, 21,3 MHz e 14,2 MHz. Cada bobina possui seu "link" variável, L1, com duas espiras e um diâmetro de 3 cm, feito com o mesmo fio, porém sem lhe retirar o plástico isolante.

Cada sintonizador tem todos os seus componentes montados em uma base isolante. Os terminais do "link" L1 (isto vale para cada faixa) são conectados ao medidor de ondas estacionárias, nos terminais marcados "antena". Os outros terminais do medidor, marcados "transmissor", são ligados por um pedaço de cabo coaxial ao transceptor.

O ajuste para cada faixa é feito assim: a bobina L2, que fica em paralelo com o capacitor é ligada à Idealinha, e procura-se a ressonância através da recepção (máximo de ruído). Passa-se à posição de sintonia, injetando o mínimo de portadora suficiente para permitir, pelo processo usual, determinar o valor da R.O.E. (relação de ondas estacionárias). Varia-se o acoplamento entre o primário ("link") e o secundário da bobina para o mínimo valor de R.O.E., retocando-se sempre a capacitância do variável do sintonizador. Se não for possível obter o valor desejado de R.O.E.= 1:1, usar derivações na bobina, simétricas, até obter esse valor. Retira-se a portadora e ajusta-se o transceptor para operação e carga normais."

* * * * *

Aí está, em resumo, a "receita" de **PY4AEB**, para emprego de linha aberta em lugar do cabo coaxial. Os resultados? É ele que o diz:

"Por volta do meio dia (no dia em que fez suas primeiras experiências) os E.U.A. se curvaram diante do Brasil! Nunca tantos americanos desejaram falar ao mesmo tempo, assim, comigo; um verdadeiro 'pile-up' na frequência, e todos com reportagens fantásticas, desejando informes sobre antena, potência, etc.!"

Neste dia, quase me esqueci de almoçar, de levar os meninos ao colégio e decidi decretar feriado para mim..."

Quem fez este resumo (no qual espera-se não tenha havido muitas "traições" ao artigo original HI...), ao termo destas linhas, lembrou-se de que tem, em Araruama, uma antena "Levy", zero quilômetro, inteirinha, com descida Idealinha. E que a antena "fio doido" (substituta de uma "Levy" derrubada pelo vento), que tantos problemas tem causado na sua eventual operação em concursos de Cedablismo, já está mais que em tempo de ser aposentada! Assim, instalando a "Levy/Idealinha", será possível retornar à operação em QRP, que a propagação madrastra dos últimos tempos e, mais que isso, a antena vagabunda, não têm permitido!

(OR 2433)

(N.R.1) Em equipamentos QRP, pode-se usar capacitor variável de recepção; para potências maiores, porém, será necessário usar variável com maior espaçamento entre placas, do chamado tipo para transmissão.

DESENHO: Atualizado pelo redator a partir do original de José Roberto Monteiro

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

Álvaro Neiva*

Transformador com secundário dividido

Análise Simplificada

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

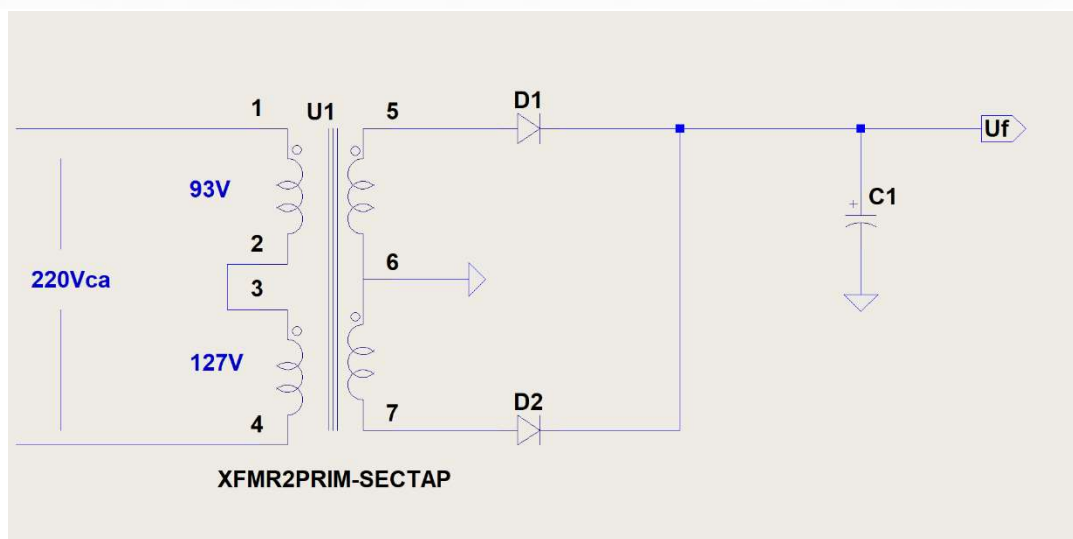


Figura 1

Com o transformador de enrolamento dividido, o retificador de onda completa usa apenas dois diodos, somando a saída de dois retificadores de meia onda.

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

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

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

*Engenheiro Eletricista

Para a corrente no secundário (aproximadamente):

$I_{secrms} \cong 1,4 \cdot I_{CC}$, **por lado**, para o secundário dividido (**).

**Essa relação depende da resistência interna do transformador e do produto $\omega \cdot C_f \cdot R_L$. Na verdade, não dá para saber qual a corrente sem saber a capacitância de filtro...porque a forma de onda muda.

Poderiam ser usadas as **curvas de Schade**, gráficos apresentados por **Otto H. Schade** num trabalho fundamental sobre o assunto em 1943... (Figura 2 e 3), foram feitas para uso com válvulas eletrônicas, mas ainda podem ser úteis.

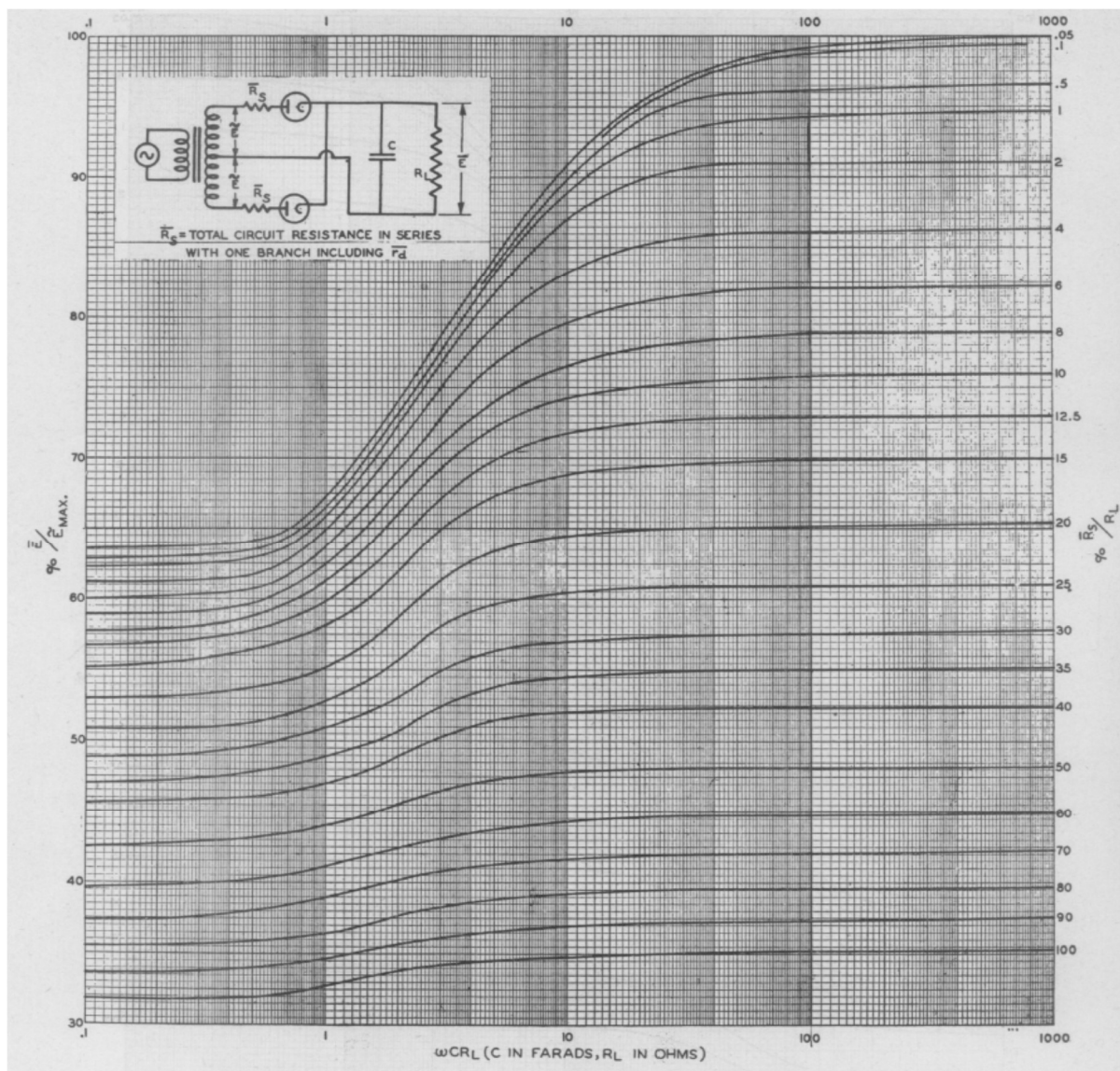


Figura 2

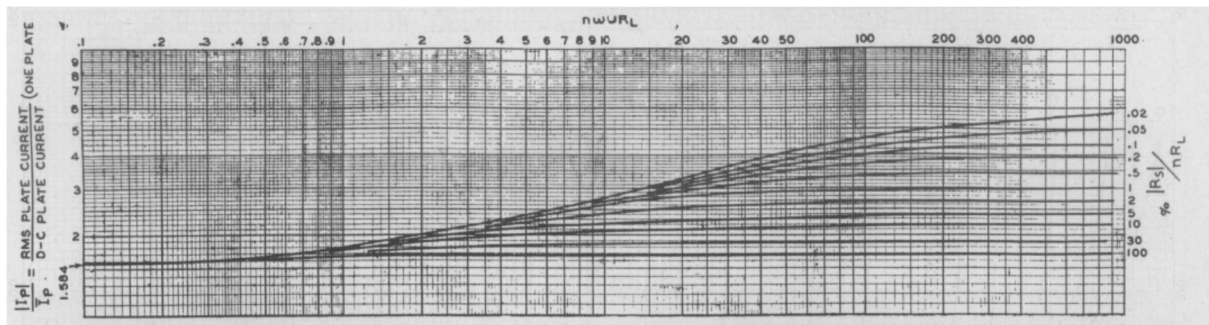


Figura 3

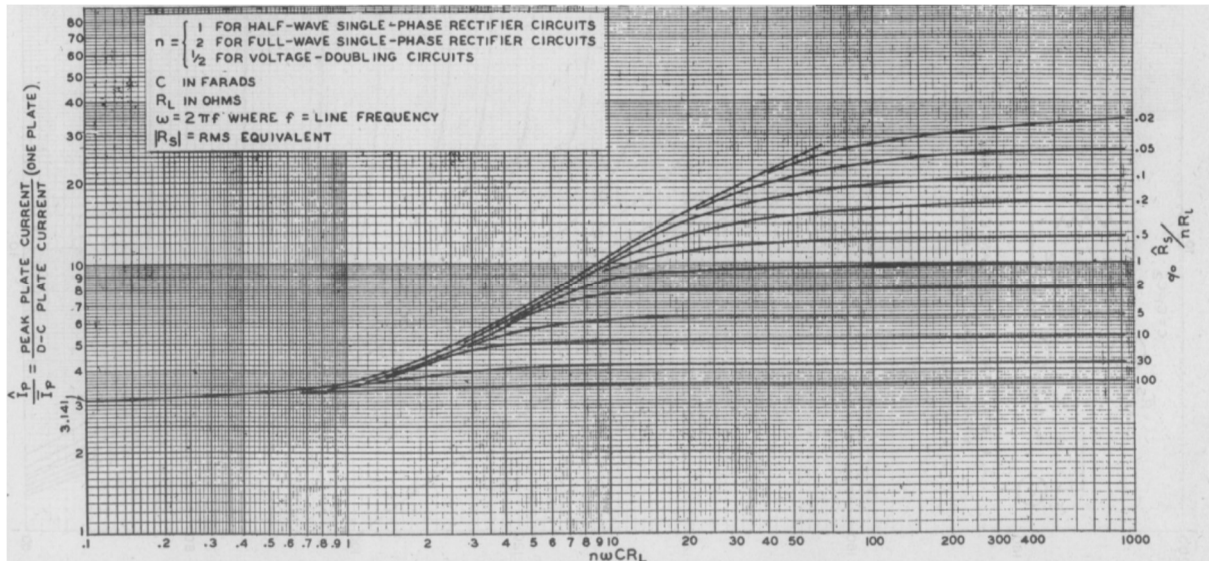


Figura 4

Hoje em dia, a possibilidade de simular o retificador num programa como o LTSpice facilitou muito o projeto, mas podemos usar valores observados nesses gráficos, que foram usados nas expressões anteriores, como ponto de partida.

Para determinar o valor de C_f em redes elétricas de 60Hz:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_{line} = \frac{377 \text{ rad}}{s}$$

$\omega \cdot C_f \cdot R_L = 10$, quando houver regulação da tensão após o filtro, dando uma maior tolerância à ondulação;

$$\frac{R_S}{R_L} = 0,02 \text{ ou } 2\%, \text{ um valor comum, típico;}$$

R_S = resistência interna do transformador, (R_{prim} refletida, somada com R_{sec}), melhor medir com um ohmímetro ou miliohmímetro, mas pode ser estimada entre 0,5% e 1% de $R_{cae} = V_{ca}/I_{ca}$, menor nos transformadores de maior potência;

$$R_L = \frac{U_f}{I_{CC}}, \text{ resistência de carga equivalente ao consumo de corrente CC previsto;}$$

Então:

$$C_f = \frac{10^7 \cdot I_{CC}}{377 \cdot U_{fmin}} \quad \mu F, \text{ para } I_{CC} \text{ em ampères e } U_f \text{ em volts};$$

Um exemplo:

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

- a) $U_{CC} = 9V$;
- b) $I_{CC} = 0,3A$;
- c) $r\% < 10\%$ na entrada do regulador, menor que 0,1% na saída CC;
- d) Dos dados do regulador 7805:
 $U_{fmax} = 35V$
 $\Delta V > 2V$

KA78XX/KA78XXA

Absolute Maximum Ratings

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

Figura 5

Electrical Characteristics (KA7805/KA7805R)

(Refer to test circuit, $0^{\circ}C < T_J < 125^{\circ}C$, $I_O = 500mA$, $V_I = 10V$, $C_I = 0.33\mu F$, $C_O = 0.1\mu F$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	KA7805			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Output Voltage	V_O	$T_J = +25^{\circ}C$	4.8	5.0	5.2	V
		$5.0mA \leq I_O \leq 1.0A$, $P_O \leq 15W$ $V_I = 7V$ to $20V$	4.75	5.0	5.25	
Line Regulation (Note1)	Regline	$T_J = +25^{\circ}C$	$V_O = 7V$ to $25V$		100	mV
			$V_I = 8V$ to $12V$		50	
Load Regulation (Note1)	Regload	$T_J = +25^{\circ}C$	$I_O = 5.0mA$ to $1.5A$		100	mV
			$I_O = 250mA$ to $750mA$		50	
Quiescent Current	I_Q	$T_J = +25^{\circ}C$	-	5.0	8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$I_O = 5mA$ to $1.0A$	-	0.03	0.5	mA
		$V_I = 7V$ to $25V$	-	0.3	1.3	
Output Voltage Drift	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_O = 5mA$	-	-0.8	-	mV/ $^{\circ}C$
Output Noise Voltage	V_N	$f = 10Hz$ to $100KHz$, $T_A = +25^{\circ}C$	-	42	-	$\mu V/V_O$
Ripple Rejection	RR	$f = 120Hz$ $V_O = 8V$ to $18V$	62	73	-	dB
Dropout Voltage	V_{Drop}	$I_O = 1A$, $T_J = +25^{\circ}C$	-	2	-	V
Output Resistance	r_O	$f = 1KHz$	-	15	-	$m\Omega$
Short Circuit Current	I_{SC}	$V_I = 35V$, $T_A = +25^{\circ}C$	-	230	-	mA
Peak Current	I_{PK}	$T_J = +25^{\circ}C$	-	2.2	-	A

Figura 6

e) Calculamos um valor aproximado para C_f :

Usando:

$$\omega \cdot R_L \cdot C_f \geq 10$$

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

$$C_f = \frac{10^7 \cdot I_{CC}}{377 \cdot V_{bmin}} = \frac{10^7 \cdot 0,3}{377 \cdot 11} = 724 \mu F, \text{ usaremos } 1000 \mu F$$

f) Usando as curvas de Schade da figura 2:

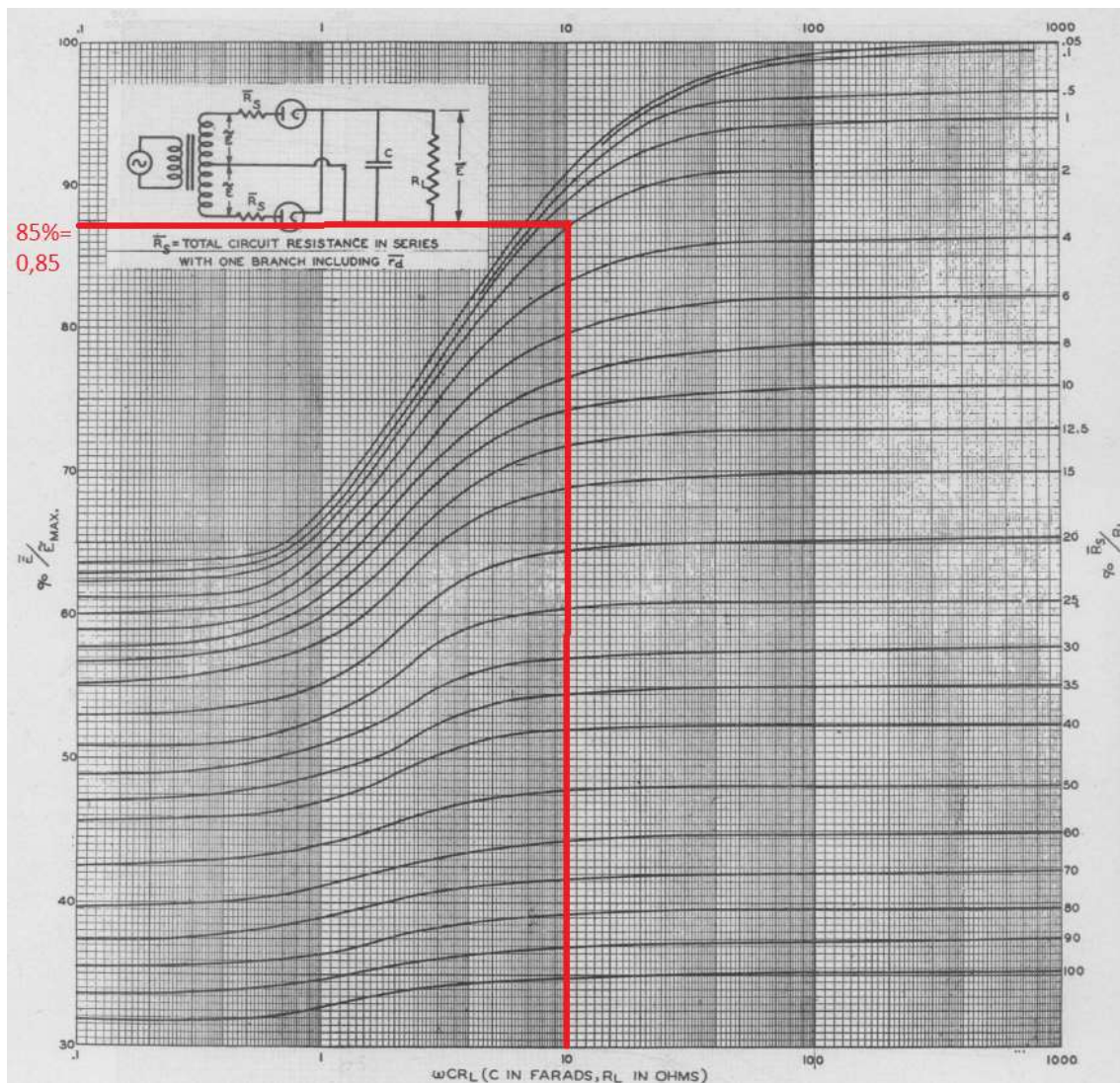


Figura 7

g) $U_f = 0,85 \cdot U_{rms} \cdot \sqrt{2} = 1,2 \cdot U_{rms}$ (do gráfico)

h) $U_{rms} = \frac{U_f}{1,2}$

- i) Vai ser preciso estimar uma tensão de entrada U_f para o regulador antes de escolher a tensão U_{rms} :

$$U_{secmin} > \left[\frac{U_o + V_{DROP} + \left(\frac{4166 \cdot I_{CC}}{C_f} \right) + V_D}{1,2} \right] = \left[\frac{9 + 2 + 1,25 + 0,7}{1,2} \right] = \frac{12,9}{1,2} = 10,79V$$

$\approx 11V$

Para compensar a variação da rede elétrica:

$$U_{rms} = 1,15 \cdot U_{secmin} = 1,15 \cdot 11 = 12,6V$$

- j) Calculamos a dissipação do regulador, no pior caso, com rede elétrica alta (+10%) e tolerância da tensão do transformador de 10%, para definir um dissipador:

$$U_{fmax} = 1,1 \cdot 1,1 \cdot 0,85 \cdot U_{rms} \cdot \sqrt{2} = 1,45 \cdot U_{rms} = 18,3$$

$$P_{Dmax} = (U_{fmax} - U_{out}) \cdot I_{CC} = (18,3 - 9) \cdot 0,3 = 2,79W$$

- k) Calculamos o ripple rms na entrada do regulador:

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

- l) Calculamos o U_f :

$$m) U_f = U_{sec} \cdot \sqrt{2} - \frac{4,2 \cdot I_{CC}}{C_f} = 12,5 \cdot 1,41 - \frac{(4,2 \cdot 300)}{1000} = 17,67 - 1,25 = 16,42V$$

- n) Calculamos o r% em U_f :

$$r\% = \frac{V_{rrms}}{V_b} \cdot 100 = \frac{0,75}{16,42} \cdot 100 = 4,6\% < 10\%$$

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

$RR_{dB} = 62dB$, da folha de dados (datasheet);

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

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

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

Uma grande melhora. Para reduzir mais ainda é só aumentar C_f . Mas isso vai aumentar a dissipação do regulador, devido à redução do ΔV .

Uma alternativa, que iremos mostrar o porquê, é colocar um capacitor de desacoplamento em paralelo com o R_2 .

p) Vamos calcular agora R_1 e R_2 :

q) $I_Q = 5mA = 0,005A$

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

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

t) Calculamos a corrente do transformador:

u) $I_{rms} \cong 2 \cdot I_{CC} = 2 \cdot 0,3 = 0,6A$

Mas antes vamos fazer uma correção dos resultados do número anterior:

Na saída do filtro:

$U_{rpp} = 2,36V$;

$U_{rms} = 725mV_{rms}$, bem próximo, mas menor que o calculado anteriormente;

Na saída do regulador:

$U_{rpp} = 5,68mV$;

$U_{rms} = 1,75mV_{rms}$;

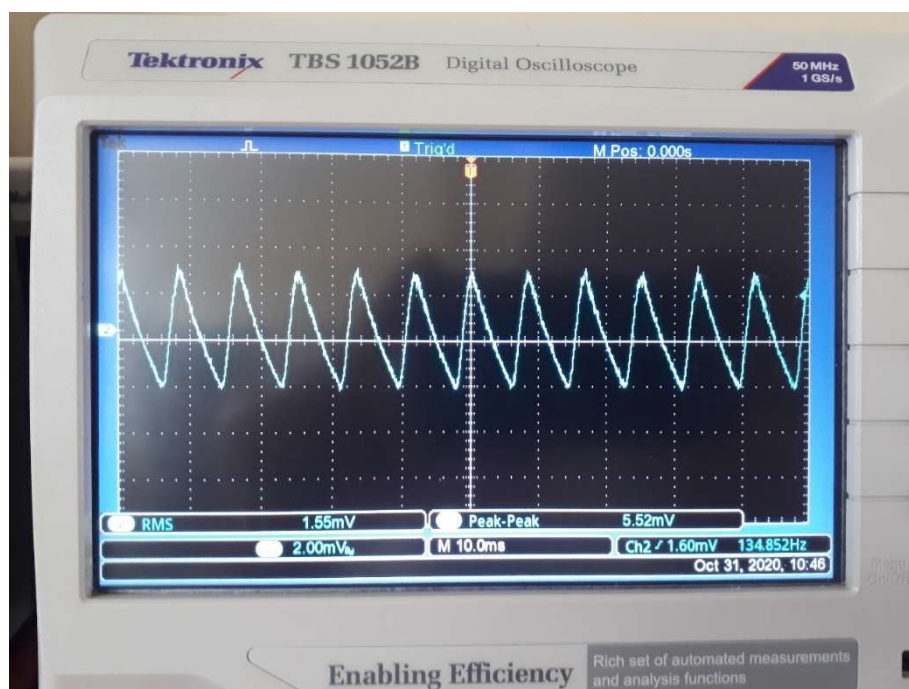


Figura 8

Redução de ruído menor que a esperada.

Em dB:

$$\delta dB = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{725mV}{1,75mV} \right) = 52,3dB < 62dB$$

$$r\% = \frac{U_{rrms}}{U_o} \cdot 100 = \frac{1,75 \cdot 10^{-3}}{9,23} \cdot 100 = 0,0046\%$$

$$r_{dB} = 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{U_{rrms}}{U_o} \right) = 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{1,75 \cdot 10^{-3}}{9,23} \right) = -74dB$$

Confirmando com a Simulação no LTSpice XVII

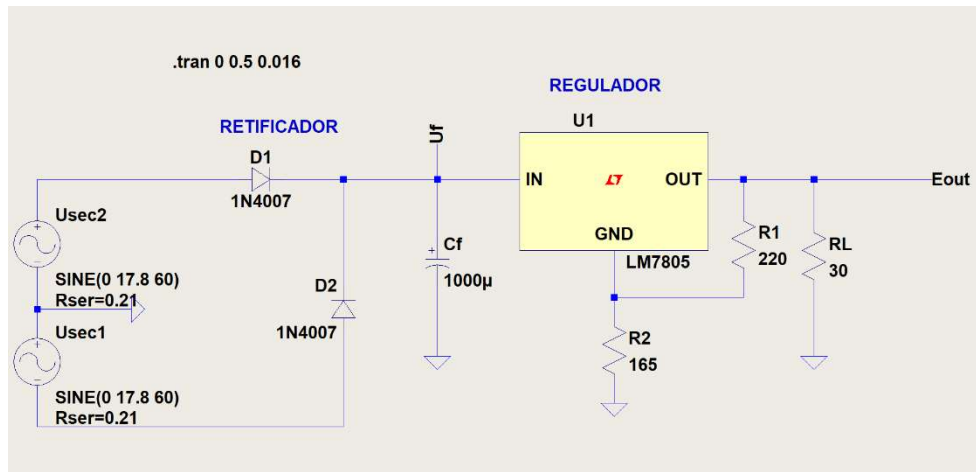


Figura 9

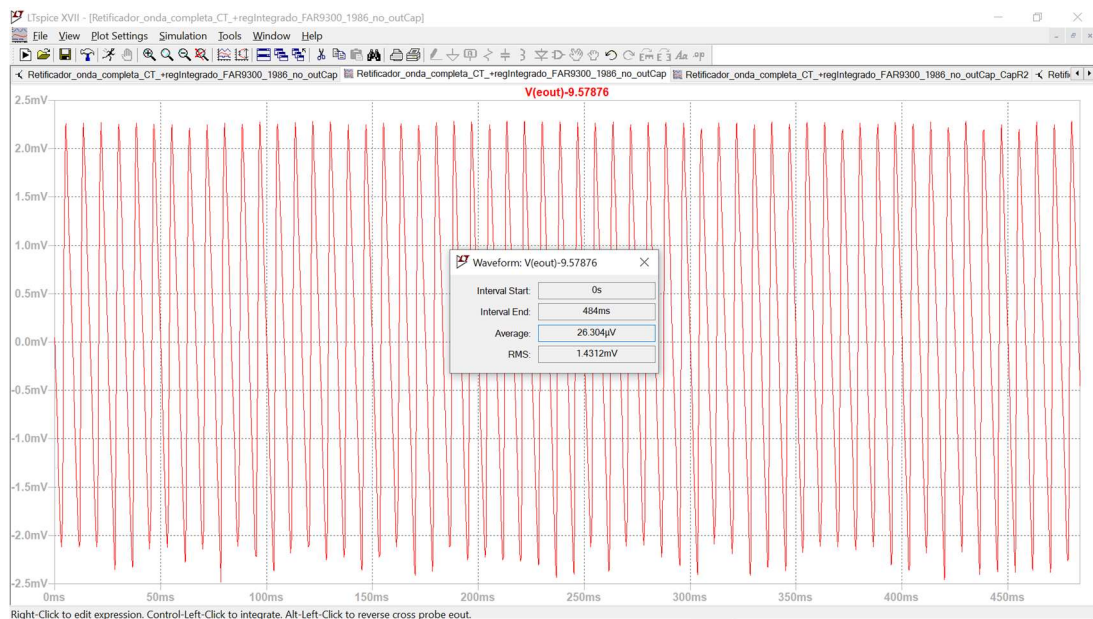


Figura 10

$U_{rms} = 1,43\text{mV}$ na simulação

Medido:

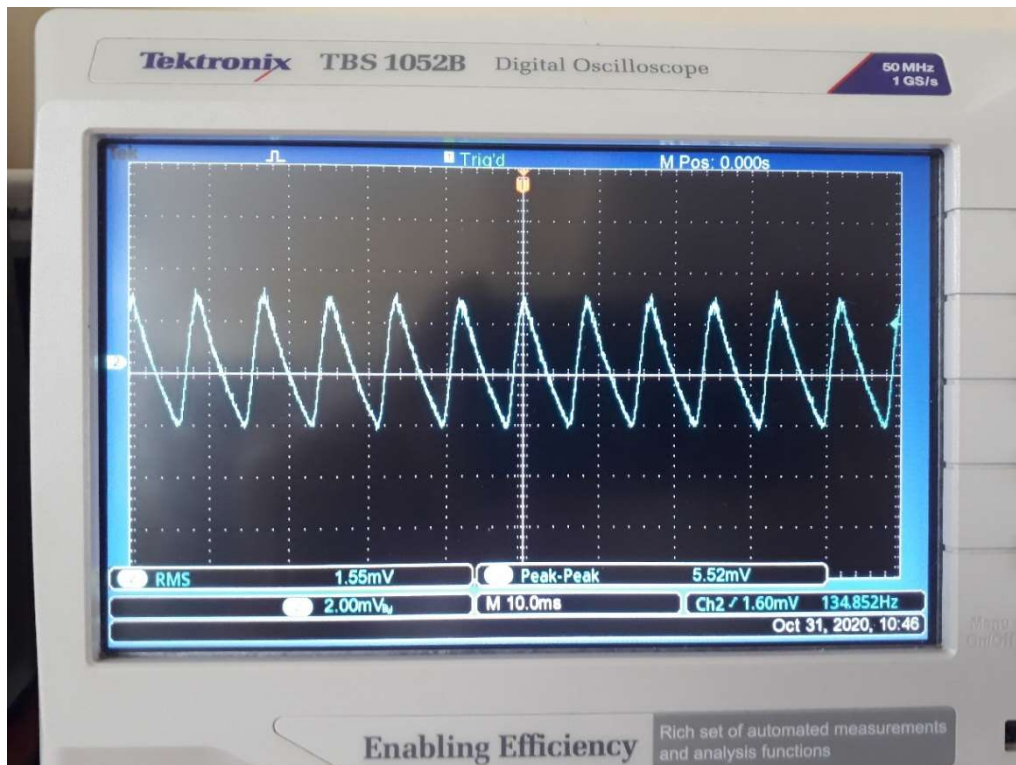


Figura 11

Colocando um capacitor na saída...

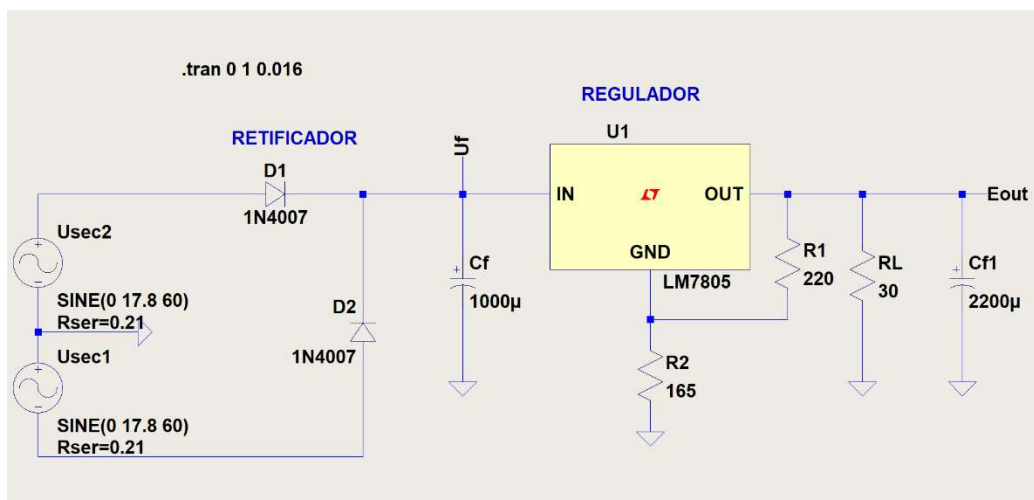


Figura 12

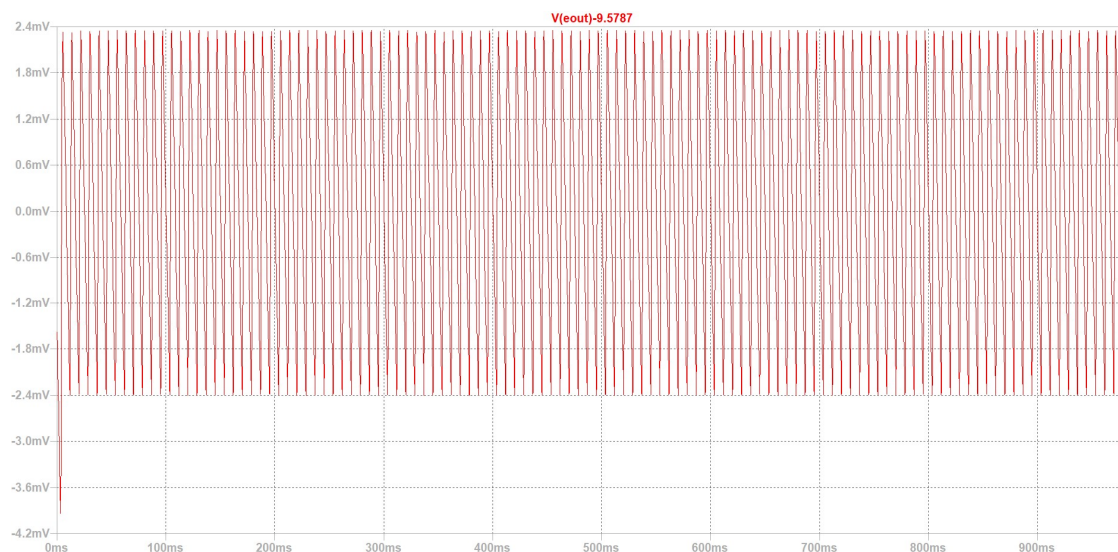


Figura 13

Praticamente nenhuma melhora...

A forma de onda observada no osciloscópio teve um erro devido a um ajuste de sincronismo incorreto. Seu valor rms ficou reduzido.

Ao refazer-se a medição para o novo retificador, foi constatada a incorreção da medida.

Como melhorar o resultado:

O regulador é um amplificador realimentado que amostra a tensão entre o pino GND e a saída, mantendo essa tensão constante e cancelando a ondulação presente na sua tensão de entrada tanto quanto o ganho da malha de realimentação permitir.

Ao acrescentar o resistor (ou resistores) do pino GND para terra, esse resistor não é incluído na malha que amostra a tensão de saída. Aparece então uma contaminação de ruído devido à corrente de polarização do CI, que vai conter ondulação da tensão de entrada.

Para reduzir essa ondulação, basta colocar um capacitor em paralelo com o resistor R2, que tenha uma reatância muito menor (10x) que a resistência do resistor, na frequência fundamental da ondulação, ou seja, 120Hz para rede de 60Hz. Um capacitor de **desacoplamento**, para desviar para terra o sinal indesejado. Como benefício, ganhamos o crescimento em rampa da tensão de alimentação e maior rejeição às variações da tensão de entrada.

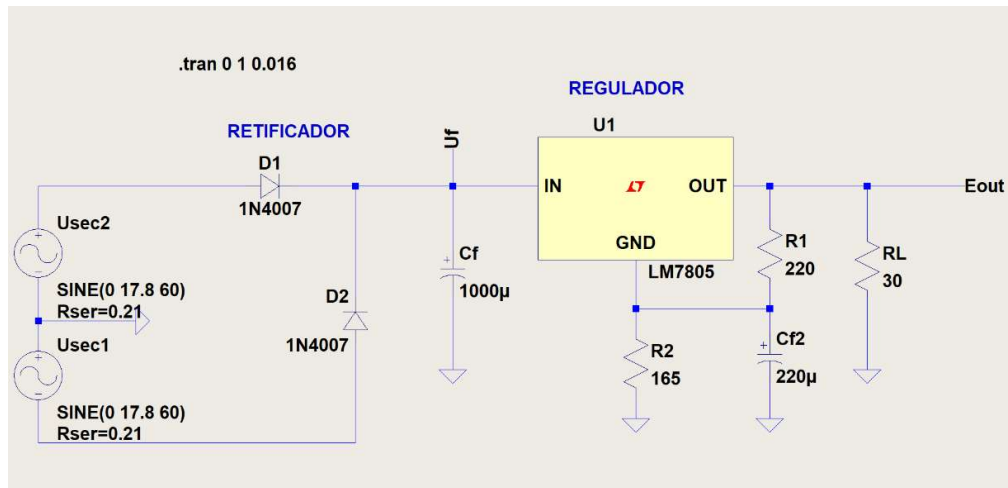


Figura 14

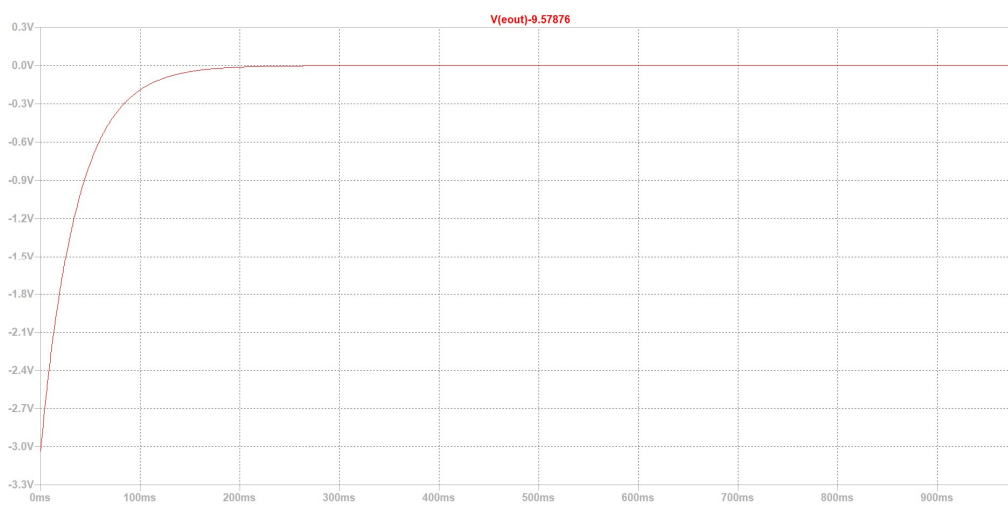


Figura 15

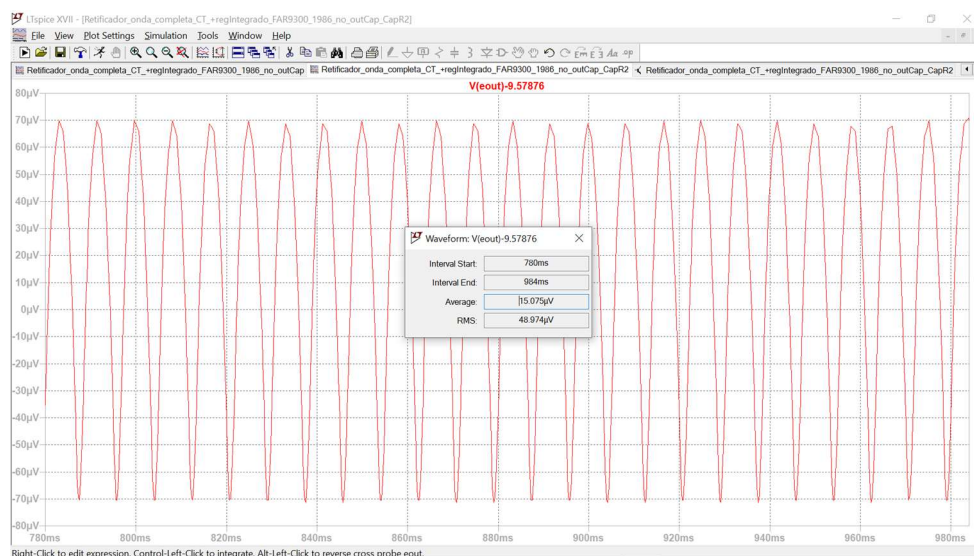


Figura 16

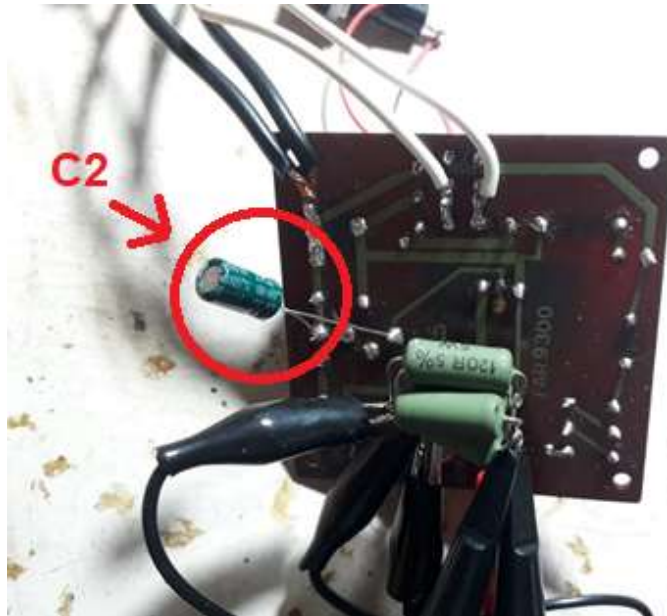


Figura 17 – Fonte montada com o capacitor C2

Agora sim, 50uV de ruído devido à fonte.

Ficou até difícil de medir, o ruído térmico do regulador e do osciloscópio são maiores, veja na figura 18...

O transformador de força foi modelado aqui por uma fonte de tensão, com uma resistência interna de 1% do valor da carga nominal do transformador, dada por $12,6\text{V}/0,6\text{ A} = 21\Omega$, ou $0,21\Omega$.

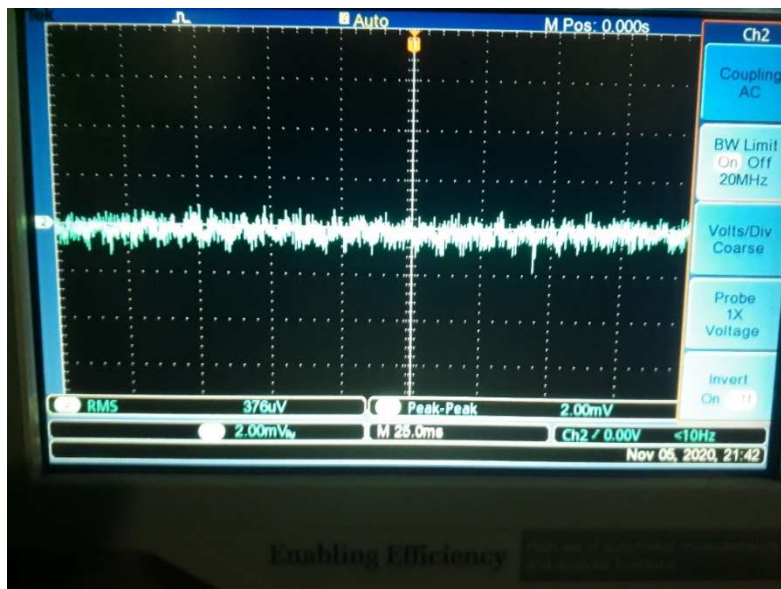


Figura 18 – Ruído na saída com C2

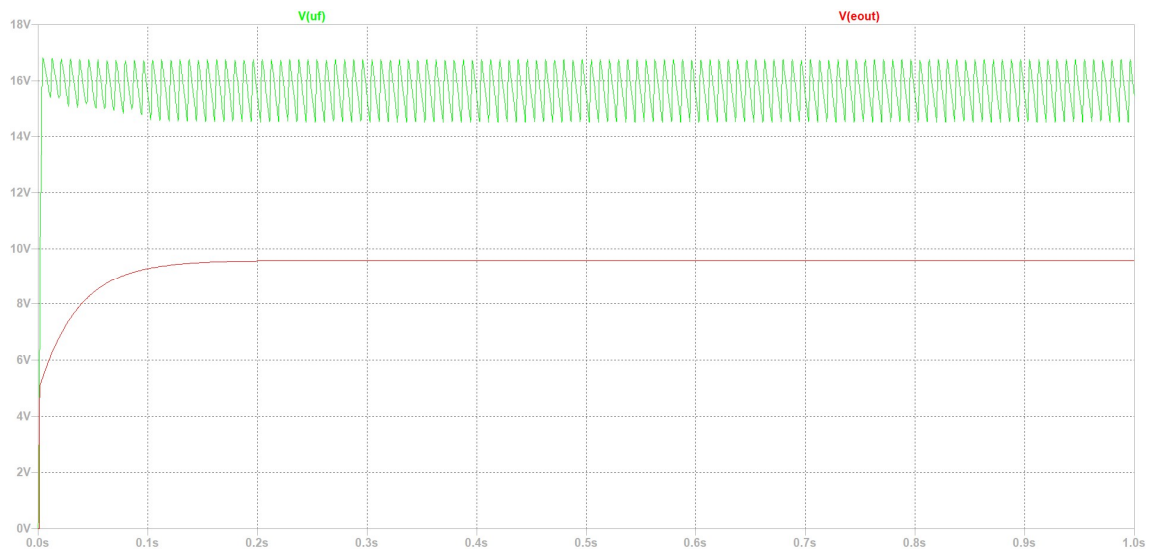


Figura 19

Medido:

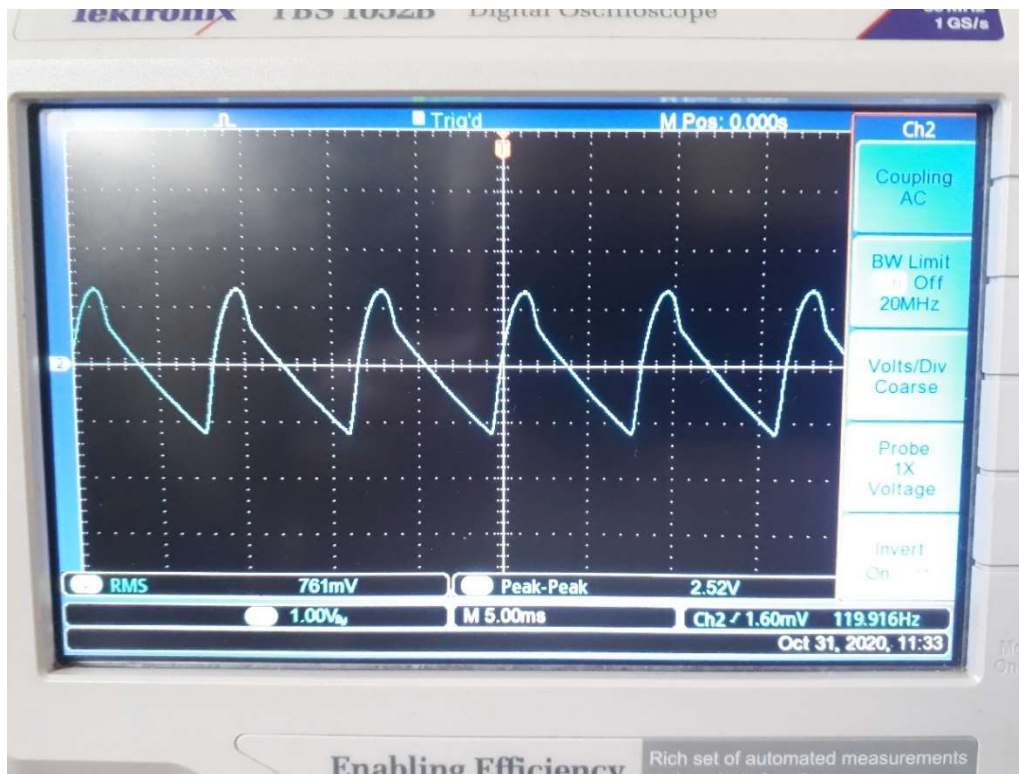


Figura 20 – Ripple sobre o capacitor de filtro

Observem que o ângulo de condução do diodo é maior que 90° . Isso é uma indicação de que a indutância de dispersão do transformador, a reatância indutiva da impedância interna do transformador está sendo preponderante sobre a resistência ôhmica.

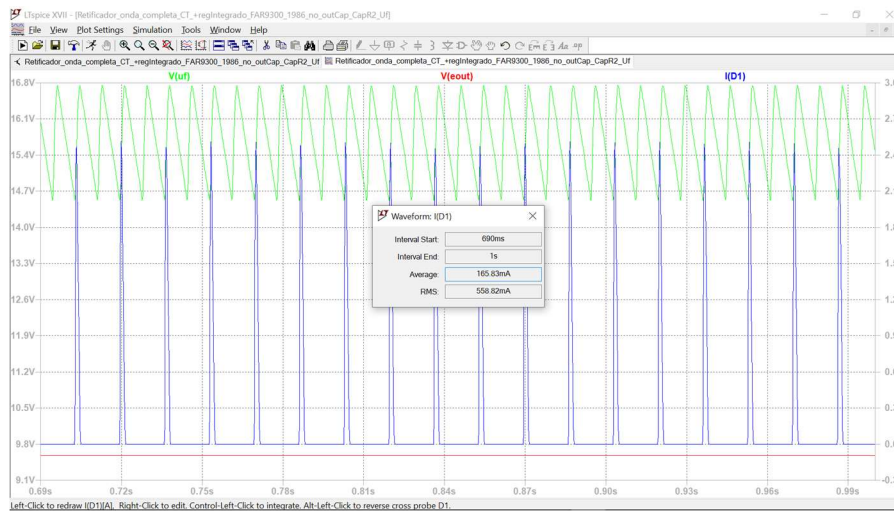


Figura 21 – Corrente nos diodos simulada

Na simulação, é calculado um valor de 558mA rms para a corrente em cada secundário com $U_{sec} = 12,6V_{rms}$. Uma parte da diferença deve-se ao intervalo de integração usado.

Observem a corrente com valores de pico de 2,4 A, causados pela carga do capacitor de filtro.

Resulta, na simulação, para o valor da corrente CC em cada diodo 165mA, aproximadamente a metade do consumo CC, inclusive o do regulador, como deveria ser para o retificador de onda completa, e para o valor **rms ou eficaz**, 560mA por lado.

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

Valor medido para I_{rms} :



Figura 22 I_{rms} medida.

A influência da indutância interna reduz o valor de pico e rms. Mas está bem próxima da prevista na análise simplificada.

Potência aparente do transformador:

$$S = U_{rms} \cdot I_{rms} = 13,2V \times 0,43A \times 2 = 11,35VA$$

Observem que o transformador vai ter uma especificação de potência maior que com o retificador em ponte.

Para esse, fica assim:

$$S = U_{rms} \cdot I_{rms} = 13,2V \times 0,6A = 7,92VA$$

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

Na próxima edição vamos descobrir como aumentar a capacidade de corrente, ajustar a corrente de curto e outras proteções para reguladores como os 78XX.

Até lá.

Referências:

1. MILLMAN, Jacob; HALKIAS, Christos. **ELECTRONIC DEVICES AND CIRCUITS**. 1ª edição. International Student Edition: McGraw-Hill Kogakusha LTD; 1967.
2. BOYLESTAD, Robert L.; NASHELSKY, Louis. **DISPOSITIVOS ELETRÔNICOS E TEORIA DE CIRCUITOS**. 11ª edição. Pearson Education do Brasil LTDA; 2013.
3. BOHN, Dennis et al. **AUDIO HANDBOOK**. 1ª edição. National Semiconductor Corporation; 1976.
4. CIPELLI, ANTONIO MARCO VICARI; SANDRINI, WALDIR JOÃO. **TEORIA E DESENVOLVIMENTO DE PROJETOS DE CIRCUITOS ELETRÔNICOS**. 4ª edição. Distribuidora de Livros Érica LTDA; 1980.

Fundamentos de Eletrônica - Parte III

Alfredo Manhães*

Eletrodinâmica

Vimos no artigo da edição anterior de Antenna (outubro/2020) os princípios da Eletrostática, onde observamos os fenômenos que envolvem as cargas elétricas em repouso. Também tratamos da Lei de Coulomb e da diferença de potencial elétrico (ddp) entre dois pontos. Desta vez abordaremos as cargas elétricas em movimento e o conceito de corrente elétrica.

Corrente Elétrica

Considere um dispositivo (figura 1) que é formado, dentre outras partes, por dois pontos A e B, onde A apresenta falta de elétrons enquanto B se apresenta com excesso de elétrons, originando assim uma diferença de potencial elétrico $V_A - V_B$ entre eles. Este dispositivo representa um gerador, e os pontos A e B são seus polos, onde A é o polo de maior potencial (positivo) e outro B de menor potencial (negativo).

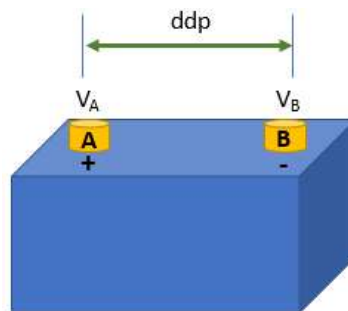


FIGURA 1 – UM GERADOR GENÉRICO MANTÉM ENTRE SEUS PÓLOS A E B UMA DDP

Sabemos que materiais condutores apresentam elétrons livres que podem se deslocar. Quando um condutor está em equilíbrio suas cargas apresentam um movimento desordenado com velocidade em todas as direções, mas se mantendo no condutor. Porém, se ele for conectado a um gerador, a ddp terá influência sobre os elétrons livres e eles se movimentarão em um fluxo ordenado, surgindo então uma corrente elétrica ao longo do condutor (figura 2).

*Engenheiro de Computação

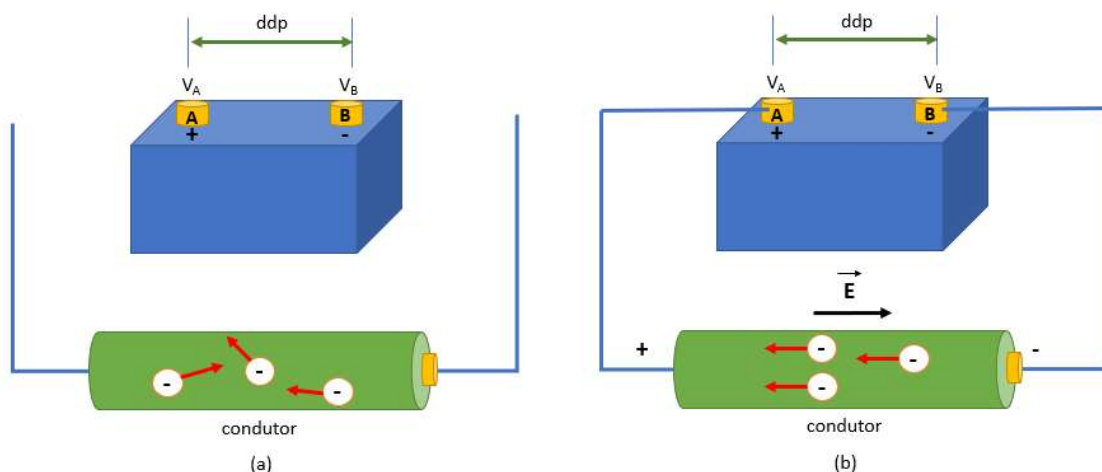


Figura 2 - Um condutor em equilíbrio eletrostático (a) e após estar submetido a ação de uma ddp (b).

O arranjo experimental mostra que a ddp $V_A - V_B$ origina um campo elétrico E , cujo sentido é orientado do polo positivo para o polo negativo. Neste campo elétrico cada elétron está submetido à força elétrica $F = q.E$ (ver artigo 2) de sentido oposto ao vetor E , pois, a carga q é negativa. Sob a influência da força F os elétrons alteram suas velocidades e adquirem um movimento ordenado que constitui a corrente elétrica, objeto de estudo da Eletrodinâmica.

Intensidade de Corrente Elétrica

Dado um condutor conectado a um gerador e submetido a uma ddp, onde um certo número n de elétrons circula em um intervalo de tempo Δt , a carga elétrica em evidência é $\Delta q = n.e$.

Podemos definir a intensidade de corrente elétrica (I) em um condutor por meio de uma função matemática que relaciona a carga elétrica Δq ao intervalo de tempo Δt . Assim:

$$I = \frac{\Delta q}{\Delta t}$$

Onde I é a intensidade de corrente elétrica, cuja unidade no S.I. é o Ampère. Os submúltiplos mais utilizados dessa unidade são o miliAmpère (mA) e o microampère (μA), respectivamente $10^{-3} A$ e $10^{-6} A$.

Sentido da Corrente Elétrica

A corrente elétrica é o movimento dos elétrons livres que se deslocam na direção do potencial elétrico mais elevado (positivo), já que sua carga elétrica é negativa. No entanto, para os estudos de Eletrodinâmica são definidos dois sentidos:

- Sentido convencional: é o sentido da corrente elétrica que corresponde ao sentido do campo elétrico no interior do condutor, indo do polo positivo para o negativo.
- Sentido eletrônico: é a movimentação de elétrons do polo negativo para o polo positivo.

Geradores de Corrente Elétrica

A geração de corrente elétrica pode ter por base uma série de princípios físicos e químicos, sendo que a forma mais comum é pela utilização e conversão de energia mecânica. Os tipos de dispositivos geradores podem ser (quadro 1):

Gerador	Método	Exemplo
Mecânicos	Geram energia elétrica a partir da energia mecânica. Os alternadores de veículos motorizados pertencem a essa categoria.	
Químicos	Transformam a energia de uma reação química em energia elétrica, como fazem as pilhas ou em soluções iônicas como de baterias.	
Térmicos	Convertem energia térmica em energia elétrica. As turbinas a vapor seguem esse princípio.	
Luminosos	Transformam a energia luminosa em energia elétrica, como fazem as placas solares em sistemas fotovoltaicos.	
Eólicos	Utilizam a energia eólica para convertê-la em energia elétrica, a exemplo dos aerogeradores (cata-ventos).	

Quadro 1 – Diferentes tipos de geradores.

Tipos de Corrente Elétrica

Os dispositivos geradores podem produzir diferentes tipos de corrente elétrica, permitindo que o fluxo de elétrons possa ser classificado sob várias formas. Na figura 3 são representados graficamente, em forma de onda, os diferentes comportamentos que a corrente elétrica pode apresentar.

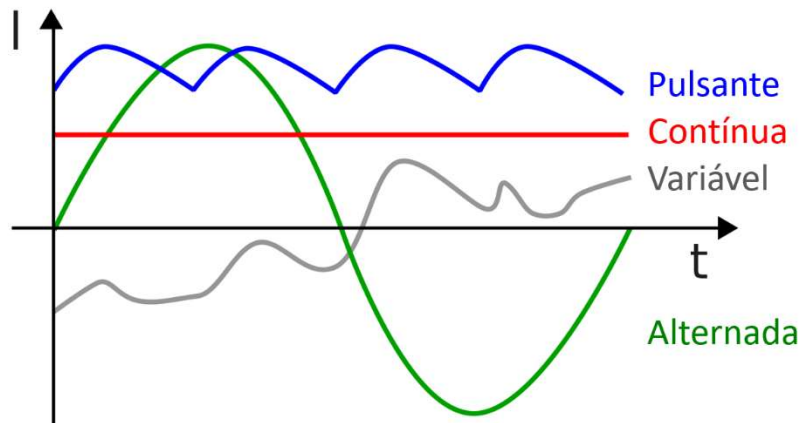


FIGURA 2 – TIPOS DE CORRENTE ELÉTRICA.

A corrente pulsante passa por variações periódicas, cuja intensidade em diferentes intervalos de tempo pode ser constante ou não. É bastante comum em circuitos retificadores de corrente alternada, antes do estágio de retificação e filtragem.

Na corrente contínua os elétrons deslocam-se em um sentido único com intensidade constante, como é o caso da corrente fornecida por uma pilha alcalina. Observa-se, no entanto, pela estrutura íntima do material condutor, que o movimento das cargas elétricas é caótico, devido às diversas colisões entre os elétrons e a rede cristalina do condutor, na medida em que são forçados pela ação do campo elétrico.

A corrente variável é aquela onde não há qualquer rigor para as variações, que são contínuas e tendem ao infinito. Se analisarmos o sinal elétrico que resulta da música gravada em um disco de vinil ou fita cassete, por exemplo, iremos perceber essa forma de onda.

Já na corrente alternada o movimento dos elétrons tem o sentido periodicamente invertido pela ação da inversão de polaridade do potencial elétrico aplicado ao condutor. É o formato de transmissão de energia elétrica proposto por Nikola Tesla no final do século XIX e adotado mundialmente para transmissão de energia elétrica.

Efeitos da Corrente Elétrica

A corrente elétrica tem a capacidade de produzir os mais diversos efeitos quando circula em um material, destacando-se os seguintes:

- **Efeito térmico:** a corrente elétrica provoca o aquecimento do material quando ele oferece resistência à passagem dos elétrons. Também conhecido por efeito Joule.

- **Efeito químico:** correntes elétricas podem agir como catalisadores ou indutores de algumas reações químicas.
- **Efeito magnético:** campo magnético gerado ao redor de um condutor quando percorrido por uma corrente elétrica.
- **Efeito fisiológico:** provocado pela corrente elétrica que percorre o corpo de um ser vivo.
- **Efeito luminoso:** luminescência produzida em gases ionizados ao serem percorridos por correntes elétricas.

Os efeitos fisiológicos podem ser bastante agressivos nos seres vivos, e dependendo da intensidade de corrente elétrica circulante, um indivíduo pode morrer. Observe o quadro 2, que relaciona a intensidade da corrente elétrica em Ampères com as possíveis consequências de sua passagem pelo corpo humano:

Intensidade de Corrente Elétrica (A)	Efeito fisiológico mais comum
0,001 a 0,01	Pequenos formigamentos.
0,01 a 0,1	Contrações musculares, dor, dificuldade respiratória, parada cardíaca.
0,1 a 0,2	Fibrilação ventricular.
0,2 a 1,0	Parada cardíaca e parada cardiorrespiratória.
1,0 a 10,0	Queimaduras graves, parada cardíaca e, possivelmente, morte.

QUADRO 1 – EFEITOS FISIOLÓGICOS DA CORRENTE ELÉTRICA NO SER HUMANO.

Potência da Corrente Elétrica

A potência elétrica é uma grandeza física que mede a quantidade de trabalho realizado em determinado intervalo de tempo.

Para calcular a potência elétrica consideremos dois pontos A e B e seus respectivos potenciais V_A e V_B , submetidos à ddp U . Assim, temos que $U = V_A - V_B$.

Calculando o trabalho das forças elétricas entre A e B e seus potenciais, temos $\tau_{AB} = E_{PA} - E_{PB}$, onde $E_{PB} = \Delta q \cdot V_B$ e $E_{PA} = \Delta q \cdot V_A$.

Substituindo-se E_{PB} e E_{PA} :

$$\tau_{AB} = E_{PA} - E_{PB} \rightarrow \tau_{AB} = \Delta q \cdot V_A - \Delta q \cdot V_B$$

$$\tau_{AB} = \Delta q \cdot (V_A - V_B)$$

Sabemos que $U = V_A - V_B$. Substituindo-se $V_A - V_B$:

$$\tau_{AB} = \Delta q \cdot U$$

Observando-se o fenômeno para um intervalo de tempo Δt , podemos calcular a potência elétrica P :

$$P = \frac{\tau_{AB}}{\Delta t} \rightarrow P = \frac{\Delta q \cdot U}{\Delta t}$$

Sabemos que $I = \frac{\Delta q}{\Delta t}$. Substituindo-se $\frac{\Delta q}{\Delta t}$ na equação de potência:

$$P = U \cdot I$$

A unidade de potência elétrica no S.I. é o Watt (W). Há outras unidades adotadas internacionalmente, como o HP (horse-power) e o cavalo vapor (CV), cuja relação de equivalência é: 1 CV = 0,98632 HP = 735,4987 W.

Dispositivos Ativos e Passivos

Com base no conceito de potência elétrica, podemos dividir os dispositivos em duas categorias:

- Dispositivos ativos ou fontes: fornecem energia a outros dispositivos. Neles o fluxo eletrônico vai do menor potencial elétrico para o maior (as cargas positivas se movem do terminal negativo para o positivo), e assim o trabalho é realizado sobre as cargas. É o que ocorre com as baterias e pilhas ao alimentarem um equipamento elétrico.
- Dispositivos passivos ou cargas: consomem potência elétrica do circuito, convertendo-a em outras formas de energia, como é o caso dos eletrodomésticos, lâmpadas, motores etc. Nestes dispositivos o fluxo eletrônico é de um ponto com maior potencial elétrico para um com menor potencial elétrico, isto é, quando a corrente convencional (carga positiva) se move do terminal positivo (+) para o negativo (-). Assim, o trabalho é realizado pelas cargas no dispositivo.

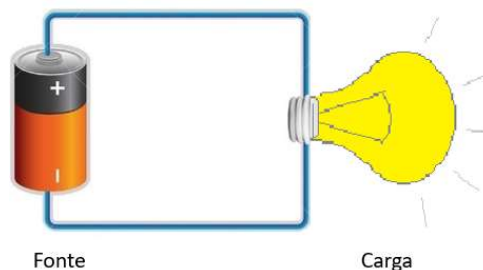


Figura 4 – A pilha atua como fonte e alimenta a lâmpada, que é a carga.

Alguns dispositivos podem funcionar tanto sendo carga como fonte. Um exemplo é a bateria recarregável, que se comporta como fonte ao fornecer energia para um circuito ou como carga, se estiver conectada a um carregador.

Assim como a ddp, a intensidade de corrente e a potência são grandezas importantes nos estudos de eletrônica. No próximo artigo teremos contato com os resistores, onde iremos conhecer esses componentes e para que finalidade são construídos, desenvolvendo também alguns cálculos em circuitos elétricos.

Até lá!

Análise do Amplificador Quasar QA4400

Marcelo Yared*

Pessoal, continuando a série de análises sobre os equipamentos de áudio das décadas de 1970 e 1980, fabricados no Brasil, seguimos agora com a restauração e a avaliação do modelo comercial mais potente fabricado pela Quasar, o **QA4400**.

O equipamento foi lançado pela empresa no início da década de 1980, sendo apresentado ao público na 27ª Feira de Utilidades Domésticas (UD) de São Paulo, juntamente com uma nova linha de equipamentos cuja principal inovação, em relação aos equipamentos Quasar, tradicionais, foi o design de seus painéis e novos formatos de seus knobs e chaves de controle.

Muito bonito e bastante diferente da série anterior, apresentou grafismos em vermelho e anodização na cor “champanhe”, novidades bem recebidas pelo mercado.

Não foi, com certeza, a linha mais conhecida, e comercializada, da empresa. Os tradicionais equipamentos com jeitão de peças de estúdio profissional, anodizados em preto ou em alumínio natural, com grafismos bem visíveis, foram muito populares durante mais de uma década e são bem lembrados até hoje por uma legião de admiradores.

Antenna fez análises de alguns equipamentos dessa linha, em seu lançamento. O amplificador integrado QA3300 e o sintonizador QT3300 foram bastante elogiados em suas características técnicas e design na avaliação do Eng. Pierre Raguenet e do Gilberto Júnior. Poucos senões e nada que desabonasse os aparelhos.



No painel frontal temos controles de nível separados e de bom tamanho e bonitos, além de precisos, indicadores de nível de potência. Duas entradas podem ser selecionadas e há comutação para até dois pares de falantes, filtro subsônico e chaves com opções de modo de reprodução. Simples e completo.

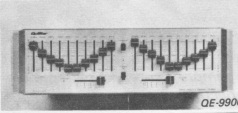
*Engenheiro Eletricista



No painel traseiro, conectores de boa qualidade e saídas para alimentação de outros equipamentos, sendo uma comutada.

Informe Publicitário

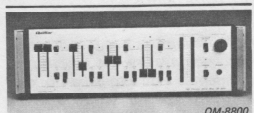
OS NOVOS MODELOS DE AMPLIFICADORES E CAIXAS DA QUASAR MARCAM NOVA ERA EM DESIGN E TECNOLOGIA



QE-9900

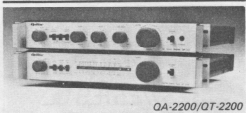
A Quasar lançou na 27ª UD um rol de novidades para 1982, cobrindo ampla faixa do mercado de som amador e profissional.

Os primeiros modelos apresentados logo no início do ano foram da nova linha Laboratory Series, entre os quais o amplificador QA-3300 com exclusivo Image Control e 322 watts de potência acompanhado pelo tuner QT-3300 com "squelch" e dial no estado sólido; logo em seguida foi apresentado o equalizador QE-9900, com vários recursos inéditos, entre os quais relé subsônico e sistema de bypass com proteção e baixa impedância de saída; completando este item foram lançados também dois modelos de "power" ou módulos de potência de código QA-4400 com 560 watts, VU eletrônico, e opção no modelo QA-4400P para linhas de 70 volts atendendo a sonorizações de grande porte.



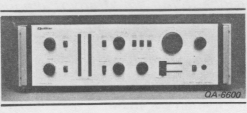
QM-8800

Os líderes finais e incontestáveis da linha pesada na 27ª UD foram o mixer QM-8800 e a mesa QA-6600. O mixer em questão possui um verdadeiro arsenal de recursos, e foi projetado para atender desde os estúdios de rádio até o mais exigente dos amadores, destacando-se pelo seu baixíssimo ruído, controle independente de lado esquerdo e direito em cada canal de entrada, VU eletrônico, cue, pré de phono e microfones já inclusos, entradas para prés-remotos, etc.



QA-2200/QT-2200

Além desta verdadeira central de programas a Quasar relançou o famoso QA-5500, agora com o código QA-6600, de concepção totalmente revolucionária, sendo de fato uma completíssima mesa de som com 8 entradas, mixer incluso, cue e um poderoso pré com equalização tipo "slide pot", oferecendo ao seu usuário 322 watts de potência, e



QA-5500

é sem dúvida o único amplificador misturador estéreo, dotado de toda a sorte de sistemas de som. A empresa há mais de 13 anos produz este tipo de mesa, que se tornou por sinal a marca registrada. O QA-6600 é peça única e obrigatória em qualquer sistema de som sofisticado ou de porte médio, pois de fato atua também como distribuidor com capacidade de controlar até 60 powers do tipo QA-4400 (560 watts).

Completando as linhas na área eletrônica, a Quasar apresentou também nesta mostra o inédito sonofletor QS-220 com 90 watts e apenas 28 X 28 X 28 centímetros, ao lado de outro tipo exclusivo, como o micro cubo QS-424 com 13 X 13 X 13 centímetros e 30 watts de potência, e os tubos sonoros QC-7001, 7002, 7003, para uso em intermperies. A linha de produtos da Quasar na área amadora ou profissional não se restringe a estes novos lançamentos, também são produzidos com design diferenciado para o audiófilo, estúdios e sonorização, toda a sorte de equipamentos.

Qualquer informação a respeito destes itens pode ser obtida mediante contato com a QUASAR ENG. IND. E COM. LTDA. Av. Dr. Altino Arantes, 1177 - 276-0222 - Vila Mariana 04042 - São Paulo - SP TELEX - (011) 30006.

Informe promocional anunciando a nova linha Quasar - Revista SOM Nº 7/1982

A QUASAR



Antes de tratarmos do aparelho em si, é interessante sabermos um pouco da história de seu fabricante, que é singular entre as dos existentes nos anos de industrialização do Brasil, particularmente no setor de eletroeletrônicos.

A empresa foi fundada em meados da década de 1960 por dois irmãos e era uma empresa familiar. Surgiu a partir de uma necessidade do pai de seus fundadores de equipamentos para a sonorização de projetos de arquitetura deste.

Os irmãos fundaram a empresa e passaram a industrializar os equipamentos. A Quasar teve um crescimento significativo na década de 1970 e seus produtos, conhecidos pela robustez e boa relação custo/benefício, logo se tornaram conhecidos.

De fato, a análise feita em um amplificador QA2300, por Antenna, em agosto de 1975, mostrou boas características técnicas e construtivas.

Outro ponto digno de nota é o fato da empresa ter, já naquela época, laboratório de desenvolvimento sofisticado, com equipamentos de ponta da Brüel & Kjær, além de câmara anecóica para teste de transdutores e de sonofletores.

A percepção, à época, analisando os equipamentos, é que a Quasar era adepta da nacionalização de seus produtos. Tinha fábrica em São Paulo, não se utilizou dos benefícios de importação da Zona Franca de Manaus e só utilizava componentes fabricados no Brasil.

Isso limitou um pouco certas características técnicas de seus equipamentos, mas tornou fácil sua manutenção. Ainda hoje, a menos de algumas partes mecânicas e knobs, é possível a reparação desses aparelhos, sem problemas.

Somando-se a simplicidade dos projetos à robustez da construção, com os devidos cuidados seus produtos devem durar bastante, como é o caso do amplificador “quarentão” que iremos analisar.

Maiores informações sobre a Quasar podem ser encontradas em <http://www.quasar.eng.br>.

RESTAURAÇÃO

Adquiri um equipamento de cor champanhe e posteriormente outro de cor preta, que acho mais de acordo com o fabricante e mais bonito, também. O champanhe foi cannibalizado para permitir a recuperação completa e original do preto. A montagem é racional, em módulos, o que facilitou a recuperação do aparelho.

Seguindo a tradição da Quasar, verifica-se também a simplicidade no circuito de amplificação, o que barateia e torna a manutenção simples, mas, ao mesmo tempo, dificulta a obtenção de características técnicas melhores, de uma forma geral, como veremos adiante.

O primeiro ponto a observar é que o esquema original do estágio de amplificação, módulo APSQ, mostra um circuito bem mais sofisticado e que não é o dos módulos que equipam os amplificadores que adquiri.

O que está instalado é o módulo OPA3307, mais simples e, neste caso, sem trimpot de ajuste da corrente de repouso. Alguns valores foram alterados por conta da tensão de alimentação maior do modelo.

A única referência técnica que consegui do QA4400 é um panfleto que consta no sítio quasar.eng.br, citado acima, e vou usá-lo para comparar com o que medi.

Esses panfletos da Quasar, a propósito, eram interessantes. Vejam o caso deste, com as seguintes informações sobre o amplificador:

CIRCUITO DE AMPLIFICAÇÃO DO TIPO CONSTANT CURRENT DAMPING — Graças a utilização de carga constante no estágio final de saída de amplificação há um amortecimento das variações de impedância dos sonofletores causadas pela interação dos alto-falantes, através do divisor de frequências para com o próprio amplificador.

Tecnicamente, me parece que toda a afirmação ficou um pouco esquisita, pois a carga de saída é o próprio sonofletor, que apresenta normalmente impedância variável. Me parece que houve uma confusão com a técnica de “current dumping”, que este amplificador não utiliza. Para uma explicação técnica correta sobre amplificadores com “current dumping”, o artigo de Peter Walker sobre o assunto é esclarecedor pode ser encontrado em https://www.dadaelectronics.eu/uploads/downloads/05_Other-Quad-Documents/Current-Dumping-explained-by-Peter-Walker-1975.pdf

ESTÁGIO QUASI - COMPLEMENTAR DE SAÍDA —

O estágio de saída de potência emprega uma configuração do tipo “quasi-complementar”, assegurando deste modo um balanceamento e simetria totais nos pontos de “clipagem”. Os amplificadores que utilizam capacitores acoplados nas saídas “clipam” frequentemente, e de modo não simétrico produzindo resultado sonoro insatisfatório. A eliminação dos capacitores no estágio de saída, resulta também numa excepcional resposta as baixas frequências, sem distorção de fase.

A configuração de saída citada não garante balanceamento e simetria totais no casamento por conta de ser quase-complementar. Creio que houve uma confusão aí, pois qualquer configuração de saída pode funcionar com ou sem capacitores de acoplamento.

O que se tentou dizer, me parece, foi que o estágio de saída trabalha sem o uso de capacitores de acoplamento (**OCL**), aí sim, com vários benefícios.

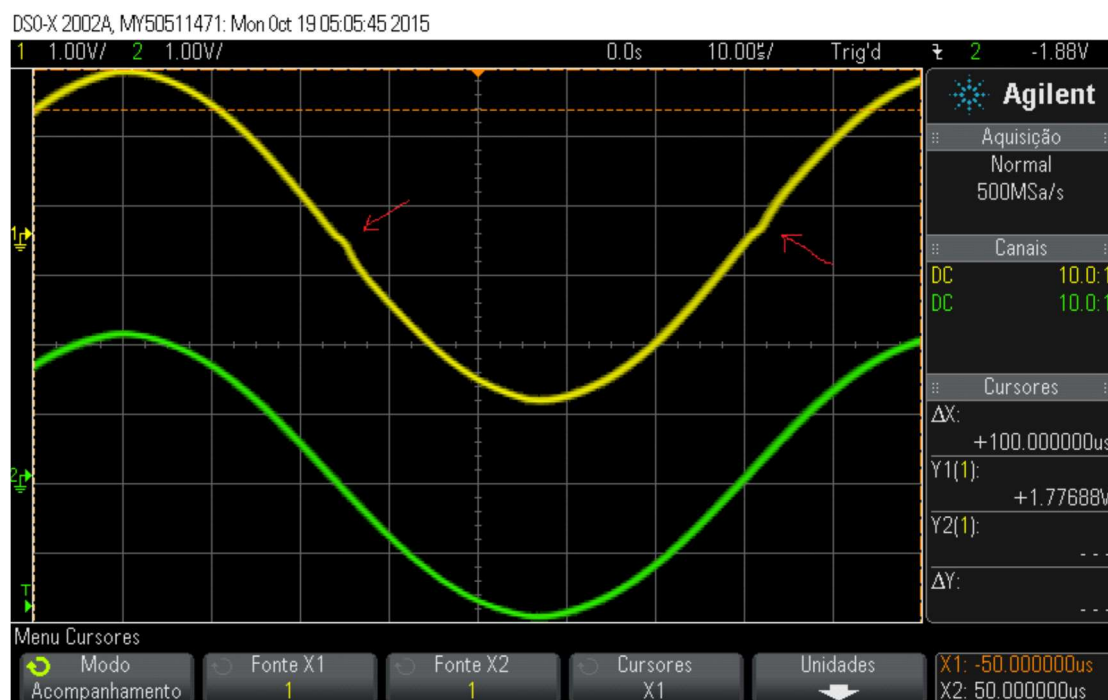
TWIN POWER SUPPLY — Empregando fontes de alimentação distintas para cada canal com transformadores de potência e eletrolíticos próprios, resulta em baixos níveis

de distorção por intermodulação e melhor relação sinal ruído.

Nenhum dos dois amplificadores tinha fonte de alimentação separada por canal. Aliás, no painel do aparelho consta que a fonte apresenta um **rise time** de 1,4 microssegundo (grafado incorretamente como microsiemens), o que me parece desnecessário citar. Particularmente, a fonte utilizada é bastante comum e tradicional. Não medi essa característica.

O circuito de amplificação original (APSQ) apresenta controle de corrente quiescente com um trimpot de ajuste, que é o que determina o nível de transição nos semiciclos no estágio de saída, mas o circuito utilizado (OPA3307) não tem tal possibilidade, ficando o ajuste da corrente de repouso a cargo de um resistor (R710) que nos módulos que recebi, originais, foi substituído por um **jumper**, ou seja, o estágio estava trabalhando com baixa corrente de repouso, resultando em alguma distorção de transição na saída, como vemos abaixo, em distorção de transição (**crossover**) visível a 10kHz no osciloscópio.

Um canal já estava em fase de ajuste e o outro não. Observem, abaixo, a visível deformação na senoide do canal amarelo, quando da transição. O canal verde é o que já estava ajustado.



O amplificador estava operando em classe B com baixa corrente de repouso, o que não é ruim, se forem feitos os ajustes adequados em seu funcionamento.

A propósito, se os harmônicos gerados por esses pequenos “glitches” na senoide, a 10kHz, são audíveis ou não é uma outra história, que dá muita discussão e será tratada em outro artigo de Revista do Som, no futuro.

Como havia, no esquema, a menção específica de um resistor de ajuste, procedi a ele, atentando para que a corrente de repouso não fosse excessiva, o que, nesse tipo de montagem, poderia prejudicar o circuito.

O lado positivo é que, apesar da distorção maior, no caso deste amplificador, sem ajuste, configurado dessa forma, ele apresenta eficiência maior, trabalhando mais frio e, por consequência, com maior durabilidade. Esse deve ter sido um dos pontos a favor da Quasar na escolha de aparelhos para sonorização.

Interessante que, a exemplo de outros fabricantes da época, os transistores de saída utilizados no amplificador eram os bons e velhos 3055, fabricados pela RCA com o sufixo C e apenas um deles, original também, tinha sufixo E.



Não encontrei nenhuma referência, nos data books da RCA americana entre 1968 e 1983, para esse sufixo C, ou mesmo E, donde deduzo que os transistores deviam ser fabricados somente no Brasil. A RCA tinha fábrica aqui.

Não se deve confundir esses componentes com os 2N3055, também fabricados pela RCA. Estes trabalham com no máximo 70V de VCEo, e amplificadores com circuitos convencionais, como este, com mais de 35 volts simétricos de tensão de alimentação, devem por questões de confiabilidade, utilizar outros transistores. Uma boa substituição, pois os 3055 foram descontinuados, seria o MJ15015, da mesma família do 2N3055 (<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/2N3055A-D.PDF>).

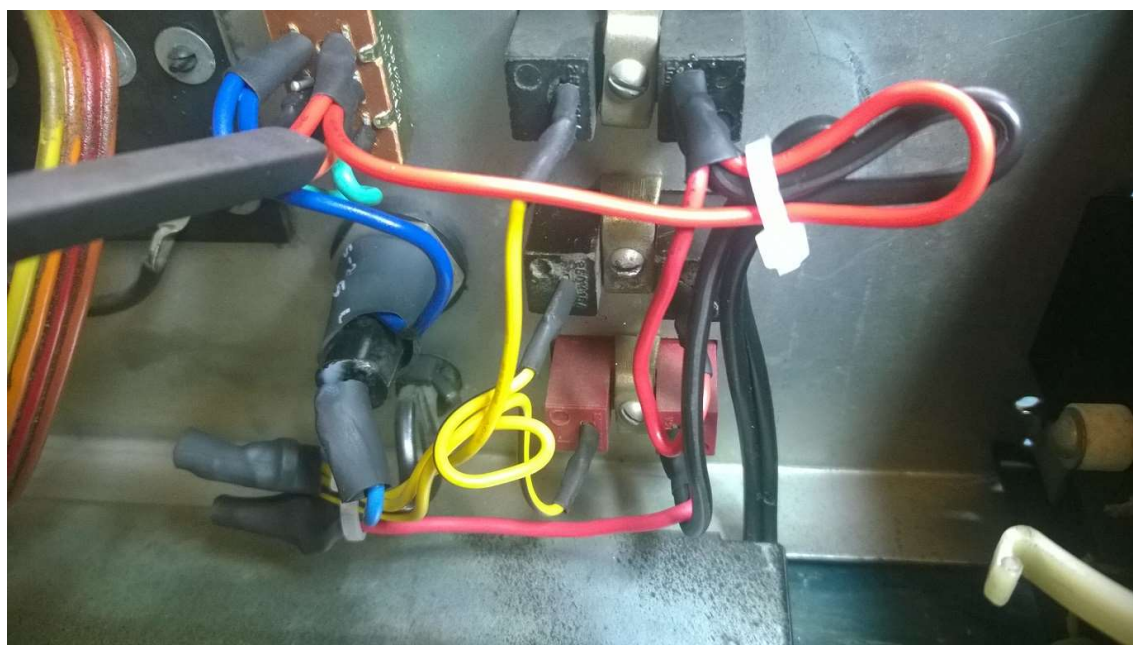
E, lembrem-se, era época de reserva de mercado, e esses componentes eram relativamente baratos e fabricados pela RCA, com muita qualidade. Diversos fabricantes nacionais, em seus amplificadores de média potência, os utilizavam. Hoje temos coisas muito melhores, mas há quarenta anos atrás não havia essa moleza toda.

O equipamento foi completamente desmontado, seu chassis foi lavado e foram substituídos os capacitores eletrolíticos de todo o circuito.

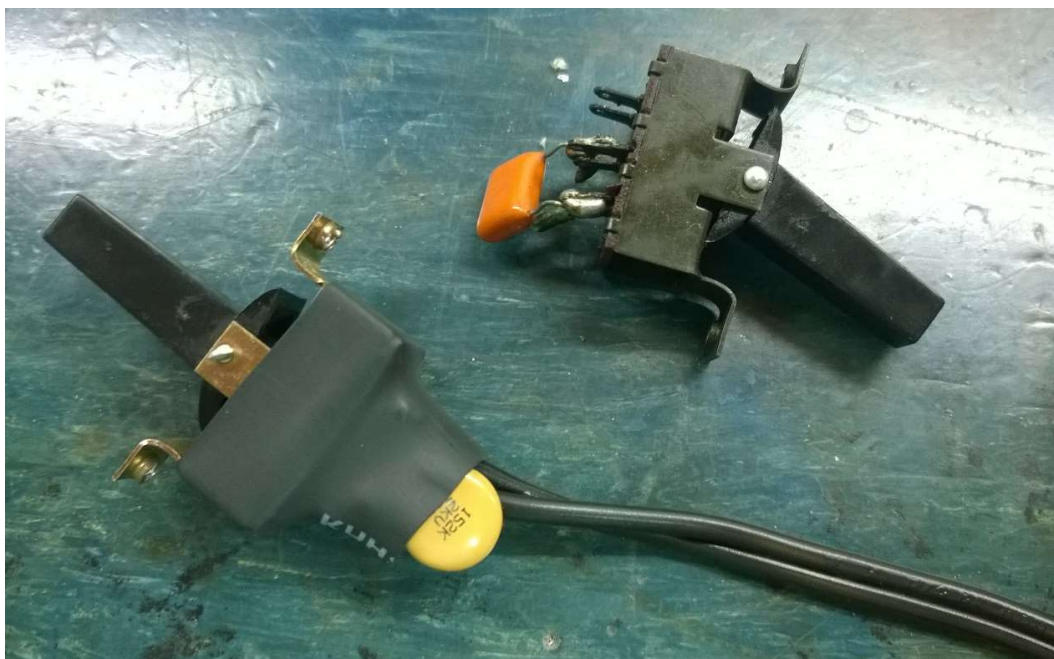
As chaves estavam oxidadas e foram lubrificadas também, além de limpas.

Uma questão problemática nos aparelhos da época era o isolamento dos componentes e conectores da seção primária em relação ao chassis, normalmente metálico. Hoje as normas são bem mais exigentes quanto a isso, mas este aparelho não foi exceção à regra de construção daquele tempo.

Toda a fiação e conexão “viva” foi devidamente isolada, dentro do possível, para maior segurança.

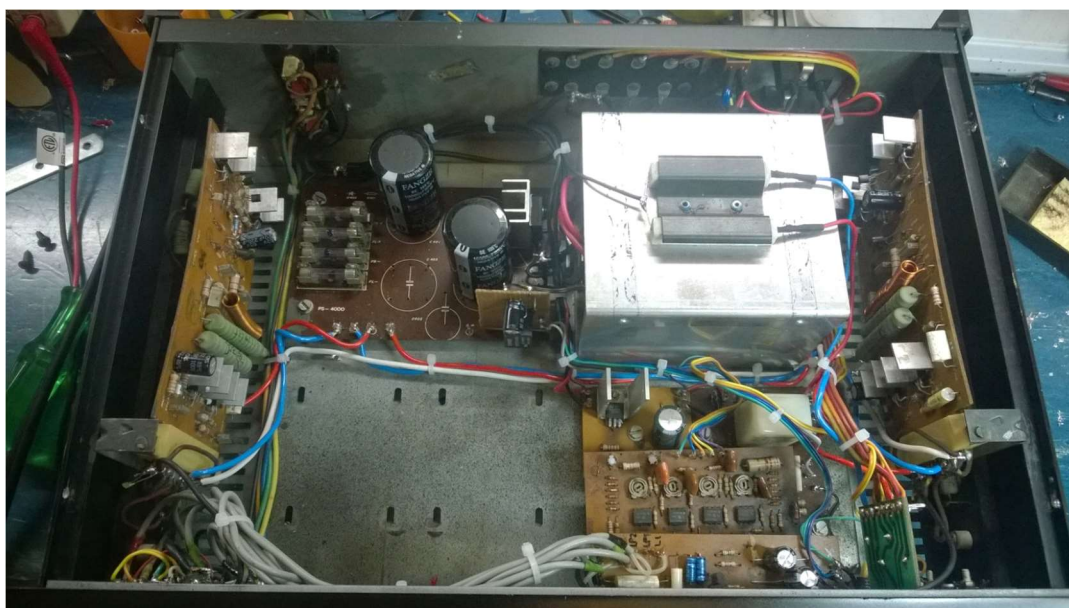


Outro ponto que me preocupou foi o compartilhamento da chave que liga e desliga a energia do primário do transformador com a do circuito de temporização interna dos falantes, pelo mesmo motivo citado acima. Da mesma forma, isolei a chave e providenciei uma pequena gambiarra com um relé para providenciar um retardo e evitar a utilização conjunta da chave de força, que também foi trocada por uma nova e foi isolada.



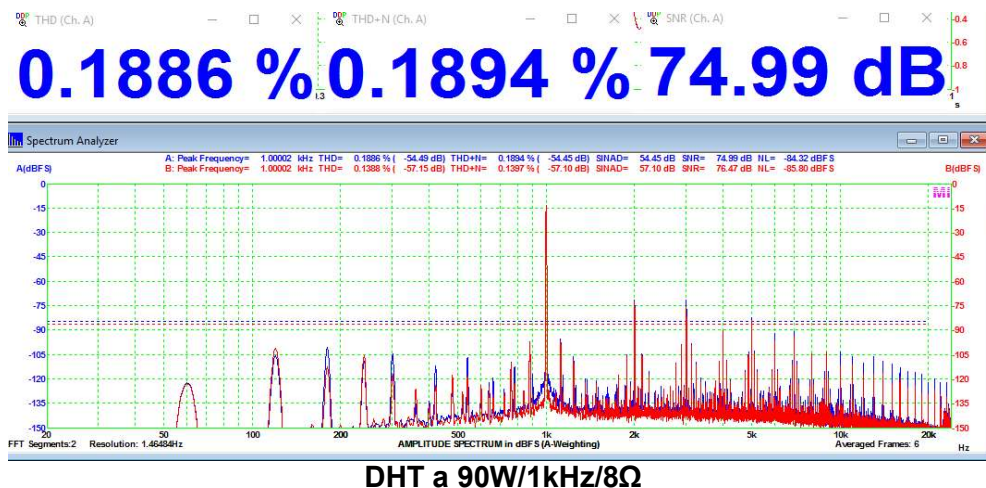
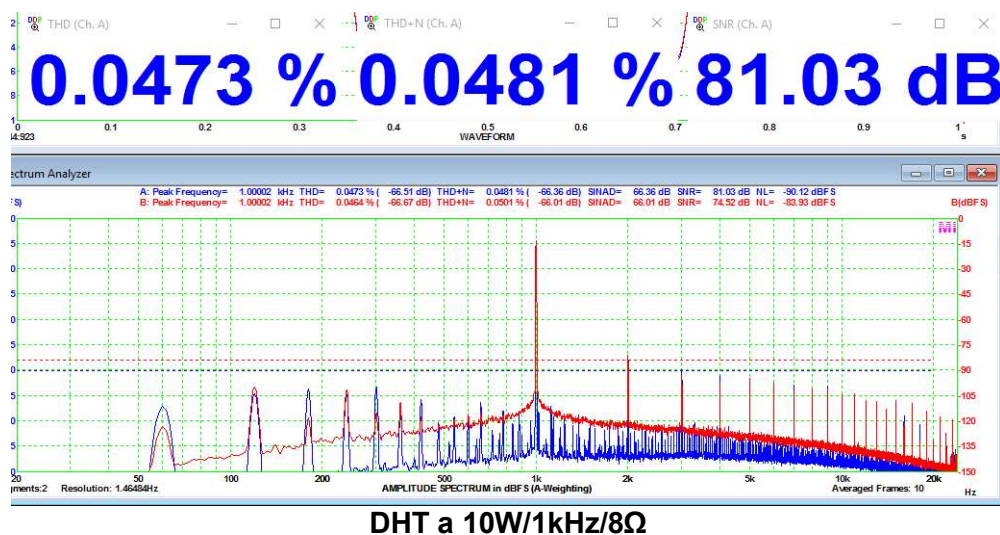
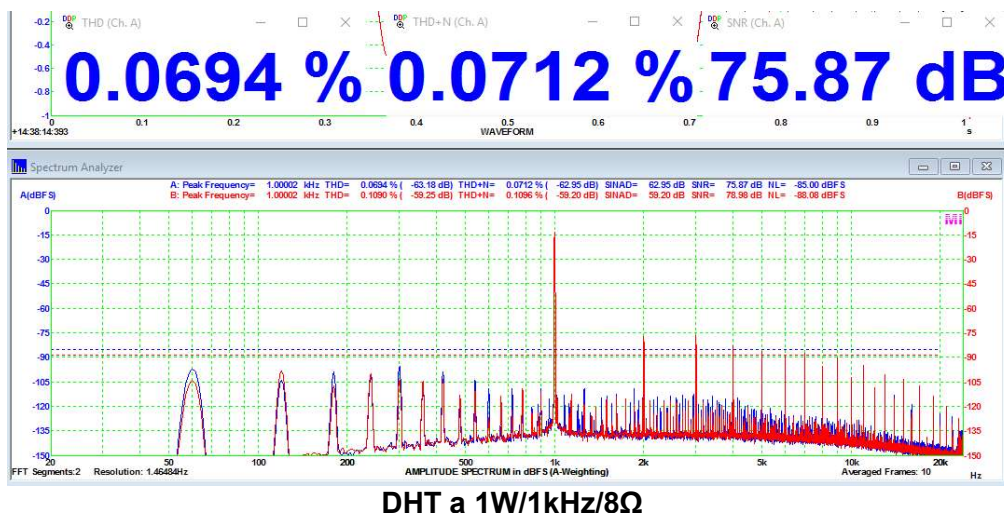
Por fim, após a pintura das tampas superior e inferior, o aparelho foi remontado e a fiação foi reorganizada, com o aumento da bitola dos cabos de saída e de alimentação. O interior ficou bastante limpo.

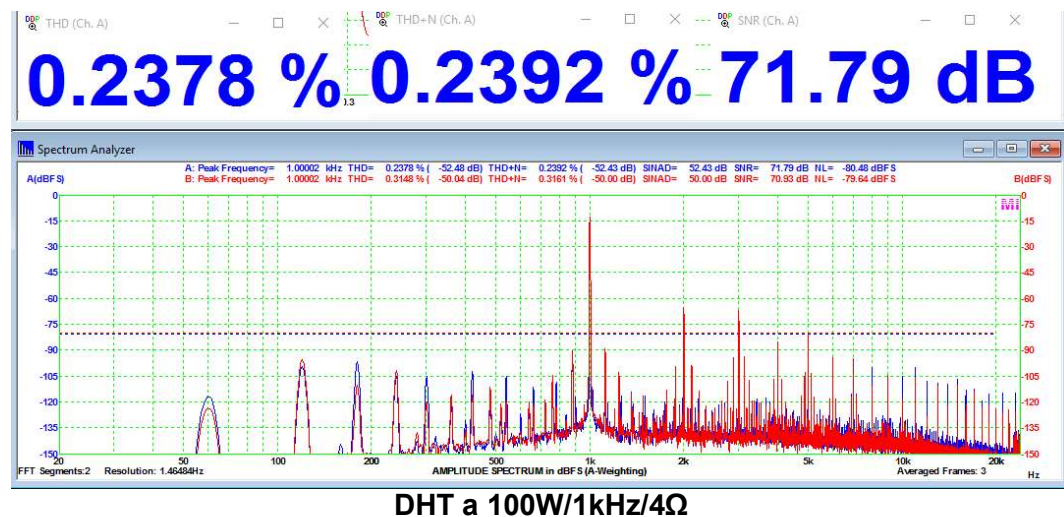
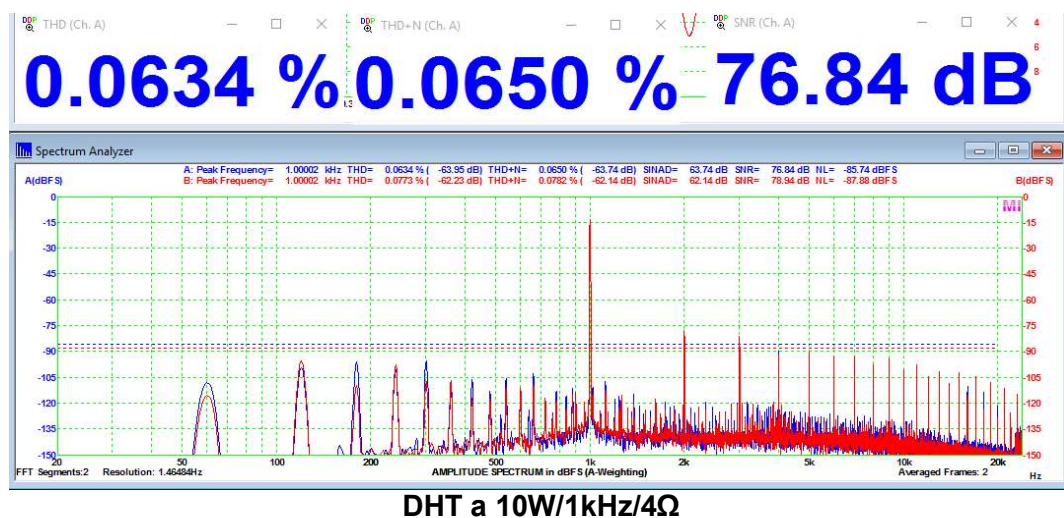
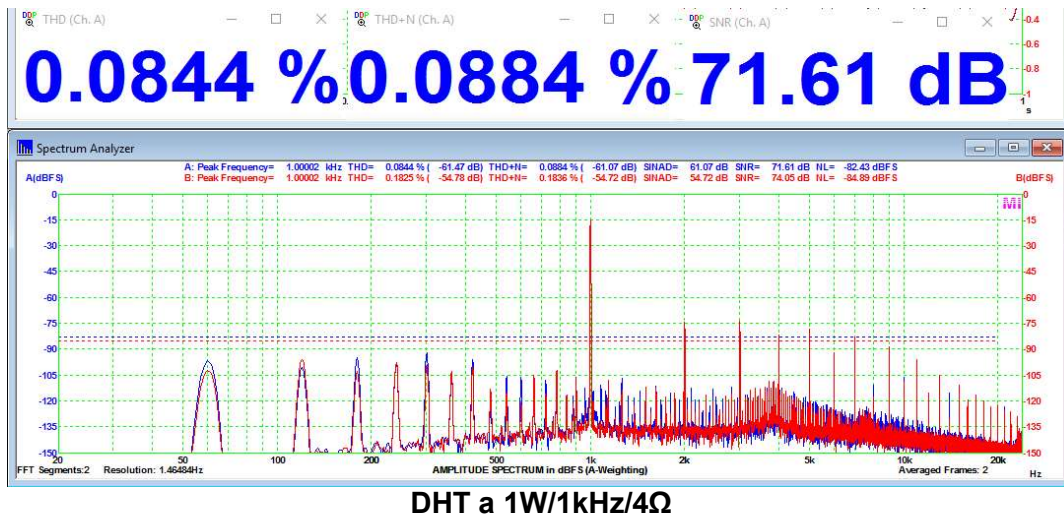
No lugar dos quatro capacitores "abobrões" da Siemens, de 5000uF/70V, coloquei dois de 10000uF/80V e os diodos originais de 3A foram substituídos por uma ponte retificadora de 8A/200V, com um pequeno dissipador de calor.

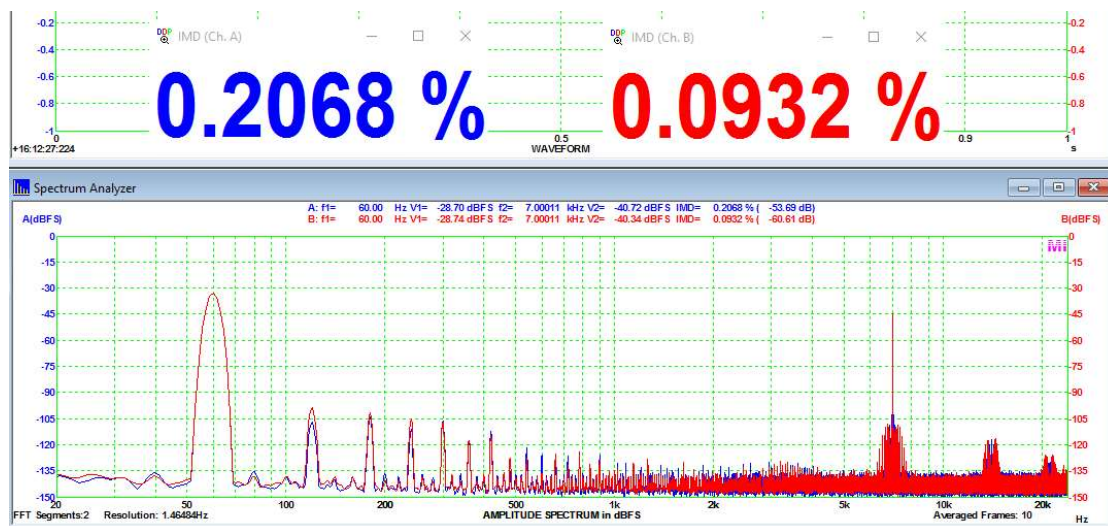


MEDIÇÕES

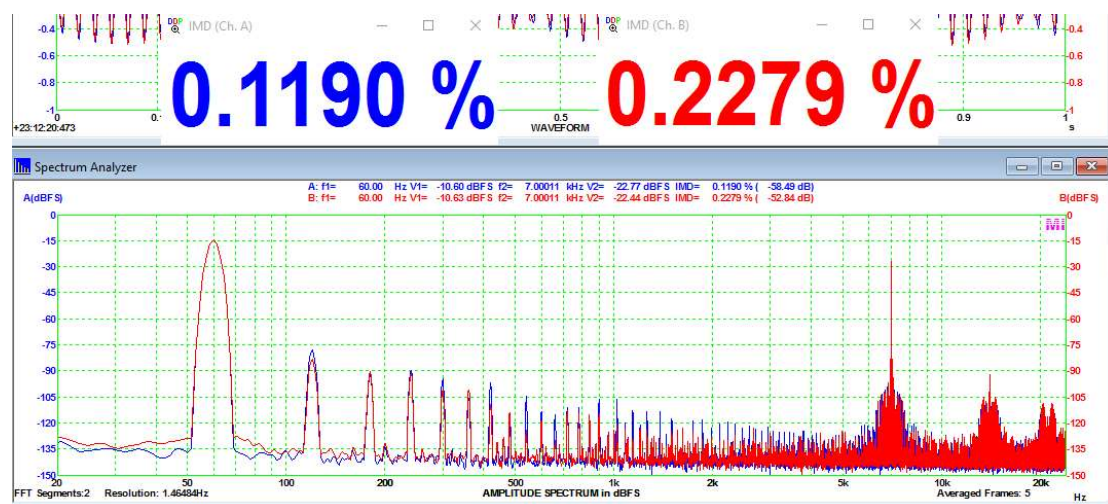
Com os módulos ajustados, partimos então para os testes de performance, com os resultados abaixo. As medições foram efetuadas em 220VCA/60hz.



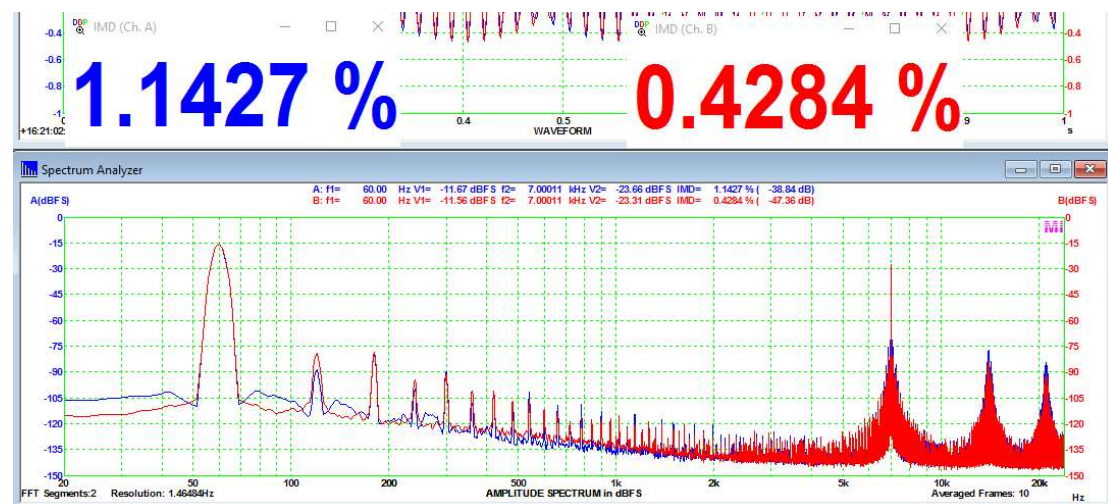




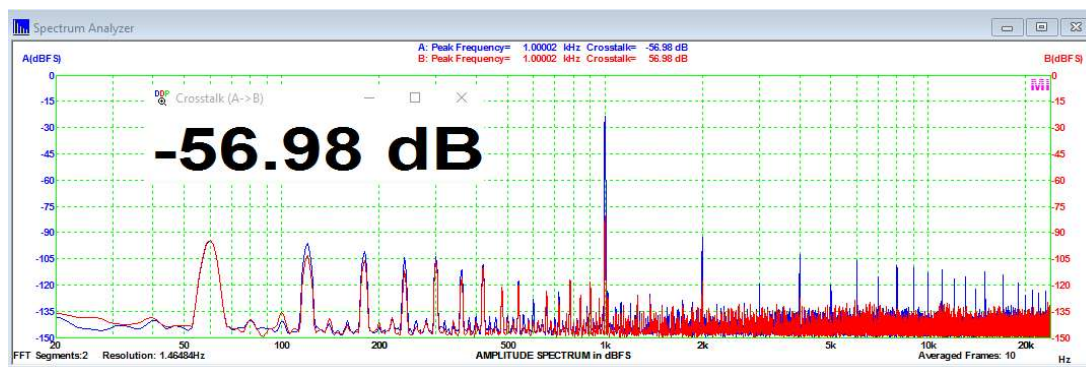
DI SMPTE 1W/8Ω



DI SMPTE 10W/8Ω



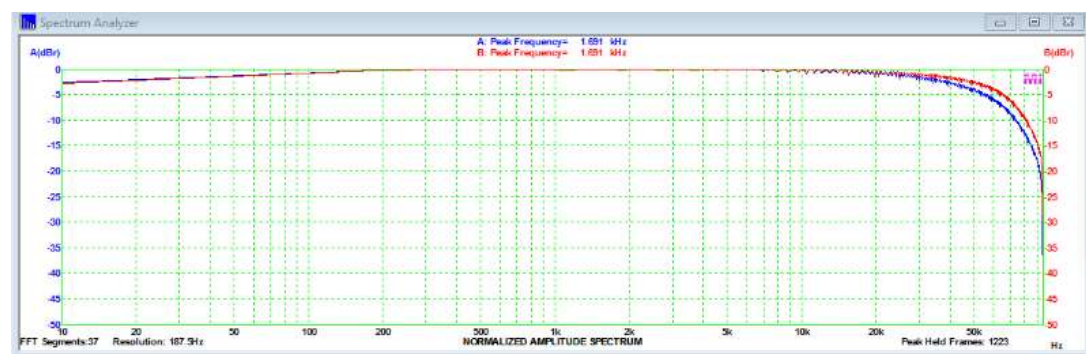
DI SMPTE Máxima Potência/8Ω



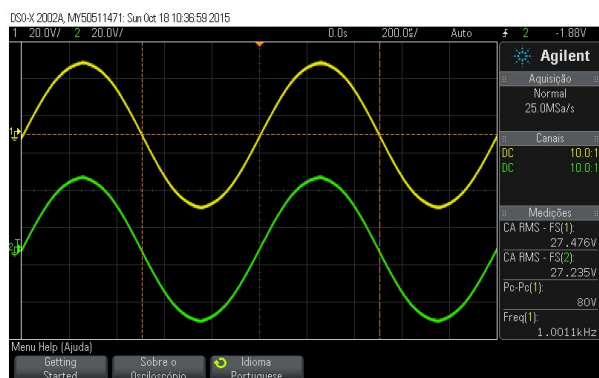
Crosstalk 10W/8Ω



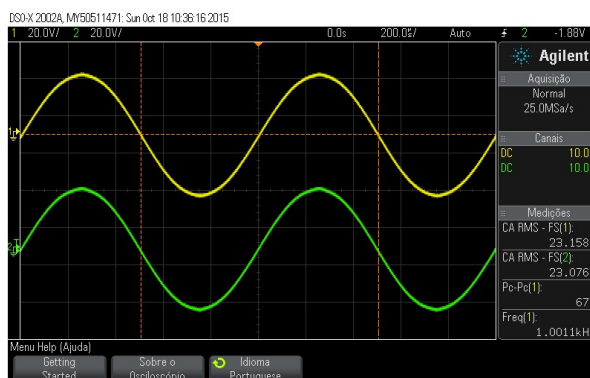
Resposta em Frequência 1W/8Ω - Filtro Desligado



Resposta em Frequência 1W/8Ω - Filtro Ligado



Máxima Potência 1kHz/8Ω - 95W



Máxima Potência 1kHz/4Ω - 134W

Característica	Folheto Quásar/Painel	Medida	Observação
Potência Máxima 8 ohms 1kHz	115W (0,4% DHT)	95W (limite ceifamento)	
Potência Máxima 4 ohms 1kHz	140W (0,5% DHT)	134W (limite ceifamento)	
Potência Máxima 8 ohms 1kHz 1 canal em uso	Não Divulgado	115W (limite ceifamento)	
Potência Máxima 4 ohms 1kHz 1 canal em uso	Não Divulgado	172W (limite ceifamento)	Barbaridade!!!
Resposta em Frequência (Máx Pot 8 ohms)	20Hz/20kHz (-0,2dB/0dB)	10Hz/60kHz (0/-3dB) a 1W	Excelente
Filtro Subsônico a 10Hz	-4dB	-3dB	
Relação Sinal-Ruído (vol=0) Máx Pot 8 ohms	-95dB	-80dB	Muito bom
Fator de Amortecimento (30V/8 ohms)	100	47	Muito bom
Distorção Harmônica Total (1W/1kHz/8 ohms)	menor que 0,07%	0,069%	
Distorção Harmônica Total (10W/1kHz/8 ohms)	menor que 0,07%	0,047%	
Distorção Harmônica Total (90W/1kHz/8 ohms)	menor que 0,07%	0,187%	
Distorção Harmônica Total (100W/1kHz/8 ohms)	menor que 0,07%	0,310%	Um canal em uso
Distorção Harmônica Total (1W/1kHz/4 ohms)	menor que 0,07%	0,084%	
Distorção Harmônica Total (10W/1kHz/4 ohms)	menor que 0,07%	0,063%	
Distorção Harmônica Total (100W/1kHz/4 ohms)	menor que 0,07%	0,238%	
Distorção por Intermodulação SMPTE (1W/8 ohms)	menor que 0,05%	0,147%	
Distorção por Intermodulação SMPTE (10W/8 ohms)	menor que 0,05%	0,119%	
Distorção por Intermodulação SMPTE (Máx/8 ohms)	menor que 0,05%	0,428%	Um canal "clipou"
Diáfonia	Não Divulgado	-57dB	Bom

São valores bons, e, em alguns casos, superam o divulgado pela Quasar para este produto.

Digna de nota é a potência que se pode obter com dois pares de 3055 e uma fonte simples. São mais que 170W contínuos em 4 ohms, com apenas um canal em carga. Se a fonte fosse um pouco mais potente, praticamente a mesma potência poderia ser obtida com os dois canais excitados. É um amplificador relativamente leve, simples e de muito boa potência.

Deve-se, entretanto, ter cuidado com regimes elevados e permanentes de uso de potência. Nos testes de carga efetuados, que, diga-se de passagem, não são aqueles da vida real em regime musical, os dissipadores externos ficaram bem quentes. Para sonorização pesada é aconselhável alguma ventilação forçada. Para uso residencial, são mais que adequados.

O filtro subsônico é preciso e eficaz, cortando a -3dB em 20Hz, como divulgado e a resposta, níveis de ruído e de distorções são muito boas, de uma forma geral.

CONCLUSÕES

Apesar de certas estratégias de marketing meio “escandalosas”, a Quasar, em seus anos de existência, pugnou por fornecer produtos confiáveis, robustos e de boa qualidade. Com o QA4400 não foi diferente.

Chaves e conectores de boa qualidade, montagens cuidadosas e especificações técnicas boas para o mercado e para a época foram observadas neste amplificador e em outros equipamentos analisados por Antenna. Bom fabricante “dos bons tempos”.

Até a próxima!