

José Fernando Bittencourt Sampaio

O Amigo do Radio Valvulado

Subsídios

Apêndice

Miguel Pereira RJ Brasil

Cálculo do Consumo

Abordaremos o cálculo do consumo de um receptor, procedendo a um exemplo.

Seja um radiorreceptor com etapa de alta frequência e suplementar de baixa frequência para preamplificação de sinal de fonocaptor de cristal.

Considerada a AT no valor de 250 V, foi todavia elevada para 275 V, na compensação de elevada resistência ôhmica do transformador de saída de BF. Eis as respectivas correntes valvulares da polarização eletródica típica incluída ao circuito: na alta frequência, $8,8 + 13,7 + 8,8 = 31,3$ mA; na baixa frequência, incluindo a do indicador de sintoma (2 mA quando é o convencional europeu EM4 e 4,24 mA quando é o americano 6E5), $1,7 + 1,7 + 49,8 + 2 = 55,2$ mA.

A ação do CAS na recepção de sinal forte, diminui aproximadamente 1,6 vezes a corrente valvular da alta frequência no circuito convencional pelo que, a corrente efetiva da parte da alta frequência fica, $31,3 \div 1,6 = 19,5$ mA. A corrente valvular total do circuito é assim, $19,5 + 55,2 = 74,7$ mA.

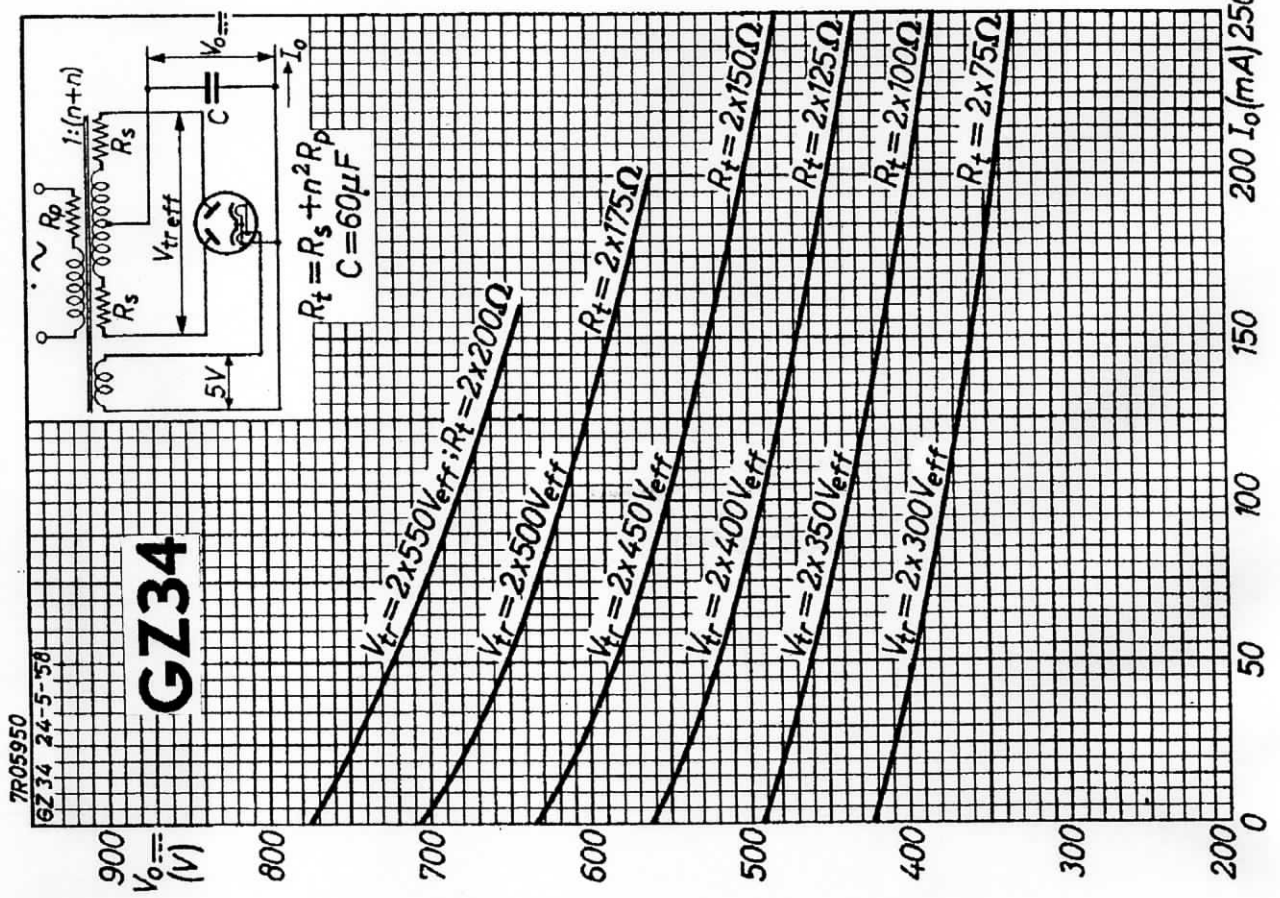
O altofalante escolhido é eletrodinâmico, tendo 1.800 Ω de valor nominal da resistência ôhmica do campo (efetivamente 1700 Ω) que, por aquecimento, passa aos 2.200 Ω (30% maior). Neste modo, a queda de tensão no campo do altofalante em funcionamento estabilizado é $0,0747 \times 2.200 = 164$ V. A tensão na entrada do campo é $275 + 164 = 440$ V.

O consumo até a entrada do campo é $440 \times 0,0747 = 32,8$ W. Daí por diante, os valores a incluir para rigor do cálculo comportam sutilezas que ordinariamente invalidam a sua determinação. Considerando assim suficientemente aproximada esta determinação do consumo do circuito valvular, a seu valor é acrescentado o do consumo de filamentos valvulares e de lâmpadas piloto, calculado com tensão 5% maior do que a nominal, para atender à queda que lhe

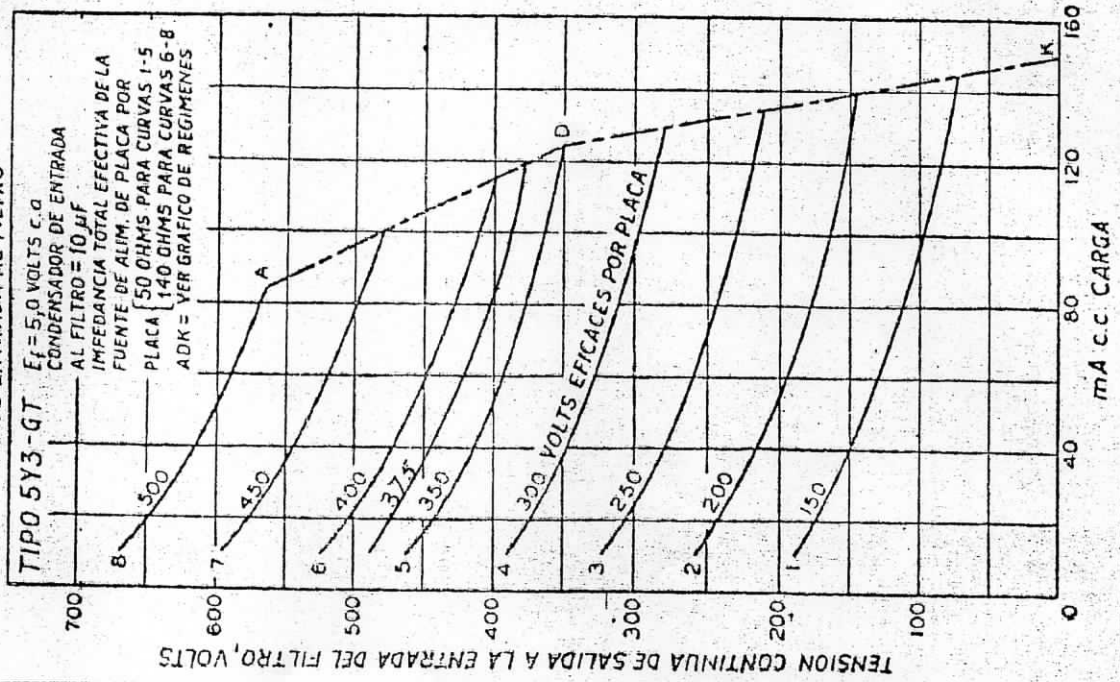
imprime a resistência ôhmica de seus secundários. Sendo 27 w o seu valor, o consumo total do receptor passa a ser $32,8 + 27 = 59,8 \text{ w}$. A estes 59,8 w, acrescentam-se 15% de pressuposta perda no rendimento do transformador, obtendo-se para consumo em seu circuito primário $59,8 + 8,97 = 68,7 \text{ w}$. A corrente watada do circuito primário do transformador é $68,7 / 127 = 0,54 \text{ A}$. Note-se que, o consumo do receptor é comparável ao de uma lâmpada de incandescência de 60 w.

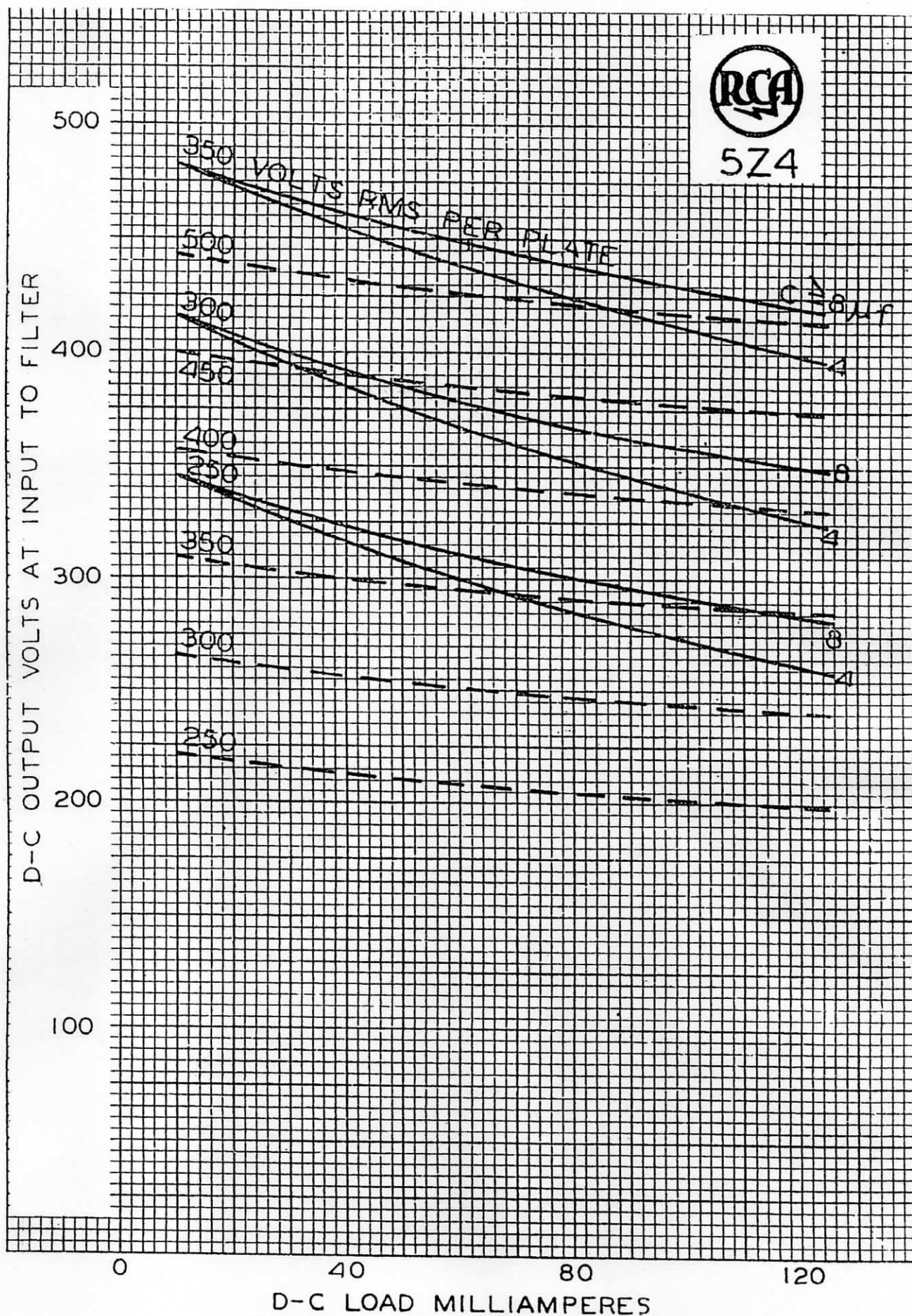
É recomendável o provimento do circuito projetado com um transformador de poder de valores convencionais, o que facilita a sua substituição. Os transformadores de poder padronizados são diferenciados pela tensão (altermada) do secundário de alta tensão e máxima corrente de consumo (contínua), vinculadas a valores compatíveis de intensidade dos secundários de filamentos. São seus valores de alta tensão; 280 V, 300 V, 350 V, 375 V. São suas correntes máximas de consumo; 60 mA, 80 mA, 120 mA, 150 mA. Caso estabeleçam excesso de alta tensão, acrescenta-se em série com o campo do alta falante ou o choque de filtragem, resistência com dissipação de calor duas vezes ou mais acima da nominal. Também a corrente nominal de consumo do transformador deve exceder bastante a do consumo efetivo do circuito. Se a polarização da grade de controle é semifixa, sua resistência de estabelecimento deve ser determinada experimentalmente, conjuntamente com o acerto da alta tensão.

Para aqueles que são inflexíveis no cunho teórico das determinações, anexamos gráficos de curvas de válvulas retificadoras padronizadas, relacionando tensão de placa, corrente contínua de consumo e tensão contínua à entrada do filtro. É de nossa observação a validade da curva de 350 V de placa da válvula 5Z4 para tensões superiores.



CIRCUITO DE ONDA COMPLETA CON CONDENSADOR DE ENTRADA AL FILTRO.





Para nossas determinações, os traços cheios superiores

O Desacerto Oculto da Etapa de Saída

A etapa de saída que se julga ajustada, pode se achar em grande desajuste. Semão, vejamos. Quando em nossa apostila "Realização" abordamos circuitos com a série 21 da Philips, foram apresentados dois regimens de funcionamento da válvula EBL21, que aqui reproduzimos:

Tensão de anodo	250V	250V
Tensão de grade auxiliar	250V	250V
Tensão negativa de grade	-6V	-5,2V
Corrente de anodo	36mA	44mA
Corrente de grade auxiliar	4,5mA	6mA
Resistência de carga	7.000 Ω	5.700 Ω
Potência de saída	4,5W	4,5W
Distorção total	10%	7%

Como um altofalante eletrodinâmico vem mais facilmente equipado com um transformador de saída de 7.000 Ω de impedância primária, é geralmente o primeiro destes dois regimens o escolhido. Se examinarmos agora o segundo regimen de funcionamento desta válvula constante no manual de válvulas mini-watt da Philips; reproduzido no final desta exposição, vemos as mesmas correntes de anodo e grade auxiliar do segundo regimen acabado de referir mas, a tensão da grade auxiliar 25V acima da tensão do anodo. Também vemos uma potência máxima de saída 1W maior do que a daquele outro regimen. Esta maior potência fica explicada pela maior amplitude do sinal máximo aplicado à grade de controle; neste caso, 6,2V; naquele, 5,2V. O acréscimo de -1V (-6,2V conferidos) na tensão negativa de grade deste segundo regimen valvular em aprêço, com relação à do segundo regimen anteriormente referido (-5,2V conferidos), é conseqüenciado acréscimo de 25V na tensão da grade auxiliar, considerado

de 23 V por motivo de ordem prática. Este acréscimo é estabelecido pelo coeficiente $g_2 g_1 = 23$ constante nas características valvulares segundo o qual, o aumento de 23 V na tensão da grade auxiliar afeta a corrente de modo do mesmo modo que o de 1 V na tensão da grade de controle. Se este outro regime inclui sobre o anterior o acréscimo de +25 V na tensão da grade auxiliar também inclui, para compensá-lo, o acréscimo de -1 V na tensão da grade de controle, mantendo válidas as demais características.

Faz-se então a pergunta: que importância tem estas considerações, se o regime valvular escolhido é o de 7000 Ω de impedância de carga com tensões iguais de modo e grade auxiliar? Ocorre que, o primário do transformador de saída é ordinariamente incluído no circuito de modo sem apreciação do valor de sua resistência ôhmica. Se o transformador é de melhor qualidade, possui no primário elevado número de espiras, conferindo-lhe elevada resistência ôhmica que, no aquecimento do funcionamento prolongado, baixa a alimentação do modo em relação à da grade auxiliar, mudando o regime valvular. A manutenção da resistência de carga do regime substituído, geralmente maior do que a requerida pelo regime estabelecido, ocasiona grande distorção a alto volume. Quando se dispõe de resistência de carga cabível no novo regime, pode-se incluí-la seriada com uma resistência ôhmica que, somada à do seu enrolamento aquecido, totalize um valor que ajuste os correspondentes valores circuitais, por exemplo; 250 V de placa e 275 V de grade auxiliar. Se não se dispõe do transformador de saída com a impedância de carga adequada, consulte-se nesta apostila "Cálculo Simplificado de Transformadores de Saída" e "Adaptação de Transformadores de Saída". Se não existem condições para que se recorra a uma destas duas modalidades de ajuste, resta a de derivar o primário

do transformador de saída original com resistência de valor determinado, o que inclui entretanto grande perda na potência máxima de saída capaz de atingir os 27%. Sendo R_c a resistência de carga correta, R_s a resistência de carga a substituir e R_d a resistência de derivação a incluir, o valor desta última será:

$$R_d = \frac{R_s \times R_c}{R_s - R_c}$$

Em aditamento ao tema em pauta esclarecemos que, se a etapa de saída comporta altofalante de agudos com transformador acoplado a condensador, este transformador não requer substituição com a mudança do regime valvular nos moldes abordados. Isto porque, a capacitância do condensador de acoplamento franqueia a corrente alternada de modo ao transformador adicional nas frequências elevadas, mas a impede nas frequências médias e baixas, reservando ao transformador ordinário o encargo da inclusão da resistência de carga no circuito (consulte-se nesta apostila "Considerações sobre altofalante de agudos acoplado a condensador" e "Informações de ordem prática").

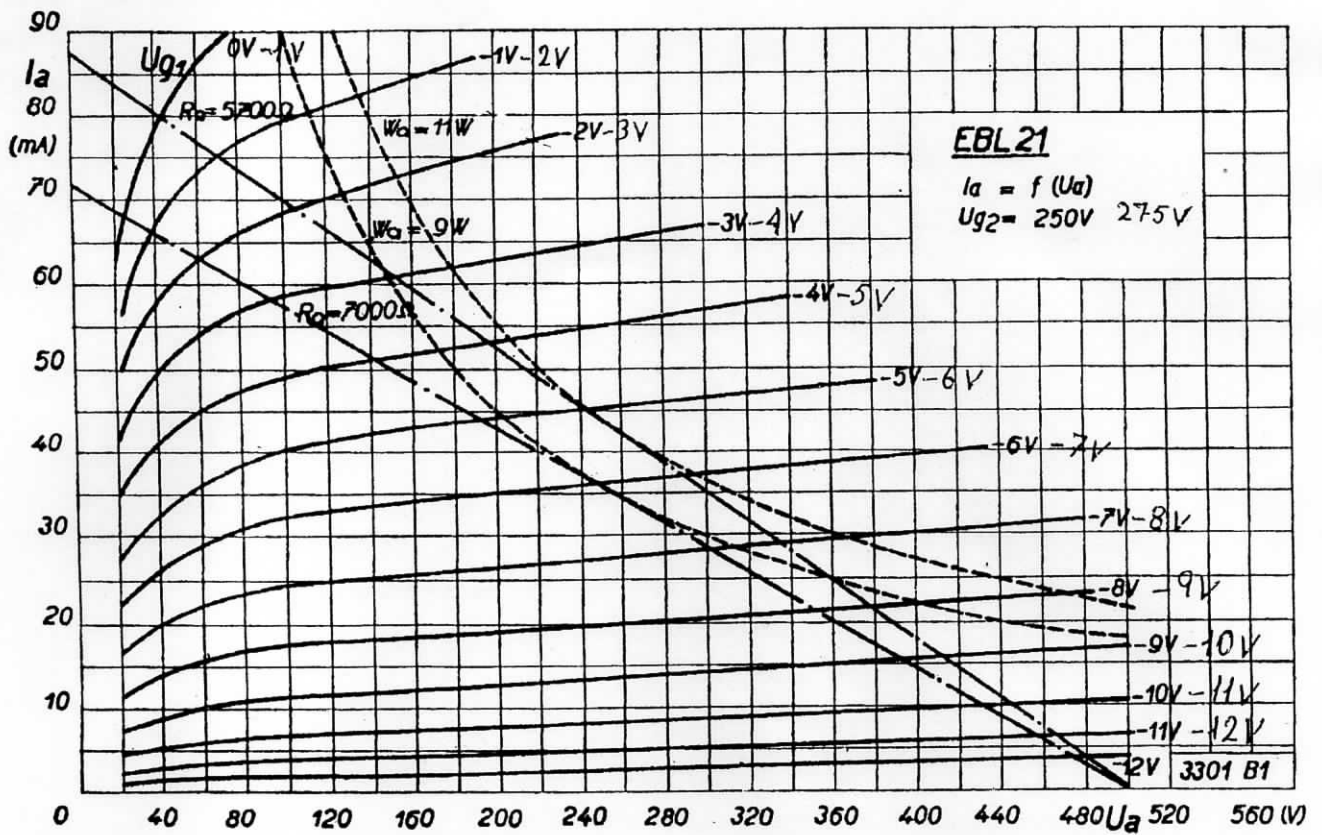
Fechamos este tema, recomendando o uso constante do altofalante adicional de agudos acoplado a condensador que, baixa a maior impedância de carga nas frequências elevadas, reforçando a sua menor reprodução.

EBL21

CARACTERISTICAS DE TRABAJO

Amplificador clase A

Tensión de ánodo, V_a	250	250	V
Tensión grilla 2, V_{g2}	250	275	V
Resistencia catódica R_k	150	125	Ω
Tensión grilla 1, V_{g1}	-8	-0,2	V
Corriente de ánodo, I_a	36	44	mA
Corriente grilla 2, I_{g2}	4,5	5,8	mA
Transconductancia, S	9,0	9,5	mA/V
Resistencia interna, R_i	50	50	$k\Omega$
Resistencia de carga, R_a	7	5,7	$k\Omega$
Potencia de salida, W_o	4,5	5,5	W
Deformación total, $dtot$	10	10	%
Tensión de entrada (con máxima potencia de salida), $V_i (W_o = 'max)$	4,2	4,5	V_{eff}
Tensión de entrada (con potencia de salida = 50 mW), $V_i (W_o = 50 \text{ mW})$	0,35	0,30	V_{eff}
Coef. amplif. grillas 2 y 1, μ_{g2g1}	23	23	



O Desempenho da Bobina Móvel

É impropriedade a ideia de que a bobina móvel do altofalante é atraída e repelida em fase com a corrente de baixa frequência que a percorre. O sistema móvel do altofalante, como a aranha e bobina móvel possui massa e elasticidade, apresentando inércia como propriedade inerente à massa. Seu movimento ordinário é análogo ao pendular, modelo de movimento oscilatório. Neste, a inércia impede que o pêndulo assuma velocidade imediata quando afastado da posição de repouso, equilibrando a força impulsora gravitacional com força de igual valor e sentido contrário. Todavia, ele adquire movimento que cresce à proporção que a força impulsora decresce, assumindo máxima energia cinética quando ela se anula, o que deixa o movimento retardado de 90° com relação à força impulsora. Após passar pela posição de afastamento nulo, sua energia cinética converte-se progressivamente em energia potencial como força de equilíbrio, até a posição de maior afastamento, quando totalmente se esgota. Assim como no movimento pendular a velocidade do pêndulo é aquela que lhe confere força igual em valor e de sentido contrário ao da força impulsora assim também, na corrente elétrica que percorre uma autoindução, a intensidade da corrente é aquela que inclui ao circuito força contraeletromotriz igual em valor à força eletromotriz.

Incluída ao sistema móvel do altofalante, a bobina móvel tem substituída a sua ação indutiva, conservando a sua ação induzida. A substituição de sua autoindução é feita pelo movimento oscilatório do sistema móvel, variando sua velocidade junto ao campo magnético do altofalante. Assim ocorrendo, a inércia da massa, resistência ao movimento que predomina acima da frequência de ressonância sobre a do inverso da elasticidade, retarda o movimento em 90° com relação à força magnética impulsora, aumentando de valor e

diminuindo a velocidade com a frequência do movimento. Pelo contrário, a resistência ao movimento do inverso da elasticidade, que predomina sobre a da inércia a baixo da frequência de ressonância, adianta o movimento em 90° com relação à força magnética impulsora, diminuindo de valor e aumentando a velocidade com a frequência do movimento oscilatório. Em sua atuação conjunta, estas duas resistências se contrarrestam por suas modalidades diametralmente opostas, prevalecendo a da inércia acima da frequência de ressonância. Seria excessivo descrever aqui minuciosamente a indução na bobina movel pela sua aproximação ou seu afastamento do campo magnético do altofalante com velocidade variavel. Se porem o fizéssemos, veríamos originar-se na bobina movel uma corrente análoga à que nela seria induzida por sua autoindução fora do sistema. Em contraparte, é proveitoso esclarecer a concorrência da bobina movel no sistema. Na sua autoindução isolada, a bobina movel inclui impedância ao circuito com o quadrado do número de suas espiras; sem a sua ação indutora, concorre na simples proporção do número de suas espiras. E como a sua resistência ôhmica concorre na impedância do circuito com valor muito acima do que os que assumem os demais concorrentes, sendo igualmente proporcional ao número de suas espiras, a avaliação aproximada da impedância Z do circuito, pode ser feita em base à sua resistência ôhmica R pela relação noutra ocasião dada a conhecer $Z = R \times 1,15$. Ao contrário do que inadvertidamente se poderia supor, esta determinação não é de caráter empírico, tendo procedência fundamentada. Demais, existe um aspecto de ordem prática na impedância do sistema movel que, ordinariamente passa desapercibido. Quando abordamos o consumo do receptor convencional de saída simples, provido de um bom altofalante eletrodinâmico, consideramos que, após uma hora de funcionamento ininterrupto, o campo do altofalante aquece, aumentando sobremodo sua resistência

ôhmica

Pois bem ; preenchida a bobina movel pelo campo do altofalante, dele recebe calor , ao que se acrescenta o gerado pela passagem da corrente de baixa frequência em seu fio delgado , o que acarreta o aumento de sua resistência ôhmica e com ele, o de sua impedância na proximidade dos 23%. Se a resistência ôhmica do campo do altofalante tem o valor padrão dos 1800Ω (1700Ω efetivos) e as tensões de alimentação são as convencionais, este acréscimo de 23% na impedância da bobina movel assume caracter genérico para diferentes bobinas moveis pois, a dilatação do fio que as compõe processa-se tanto no comprimento como na seção. Por sua vez, a bobina de compensação igualmente aquecida, eleva estes 23% de aumento da impedância do circuito para cerca de 30%. Assim ocorrendo, o transformador de saída com relação indicada para bobina movel de impedância menor, inclui ao primário uma resistência de carga excessiva, ocasionando distorção a alto volume. Esta distorção é evitada com a limitação da corrente alternada de placa pelo controle de volume para queda de tensão na resistência de carga, de amplitude igual à da tensão alternada de placa, o que acarreta uma perda na potência máxima que a etapa entrega próxima aos 24%. Caso não se admita esta perda, ter-se-á de rever a adaptação de impedâncias da etapa. Quanto a nós, não estamos interessados nesta readaptação e sim, na transformação desse desajuste em correção, que será o tema de nossa próxima exposição.

Caso se deseje uma referência mais precisa sobre a elevação da impedância da bobina movel aqui referida, proceda-se como segue, na dependência porem de um ôhmetro para baixa impedância. Para tanto, meça-se a quente a resistência ôhmica R da bobina movel, sendo a sua impedância a quente $Z = R \times 1,15$. A medição deve ser feita após uma hora de funcionamento normal e ininterrupto do receptor

ôhmica

Pois bem; preenchida a bobina movel pelo campo do altofalante, dele recebe calor, ao que se acrescenta o gerado pela passagem da corrente de baixa frequência em seu fio delgado, o que acarreta o aumento de sua resistência ôhmica e com ele, o de sua impedância na proximidade dos 23%. Se a resistência ôhmica do campo do altofalante tem o valor padrão dos 1800Ω (1700Ω efetivos) e as tensões de alimentação são as convencionais, este acréscimo de 23% na impedância da bobina movel assume caracter genérico para diferentes bobinas moveis pois, a dilatação do fio que as compõe processa-se tanto no comprimento como na seção. Por sua vez, a bobina de compensação igualmente aquecida, eleva estes 23% de aumento da impedância do circuito para cerca de 30%. Assim ocorrendo, o transformador de saída com relação indicada para bobina movel de impedância menor, inclui ao primário uma resistência de carga excessiva, ocasionando distorção a alto volume. Esta distorção é evitada com a limitação da corrente alternada de placa pelo controle de volume para queda de tensão na resistência de carga, de amplitude igual à da tensão alternada de placa, o que acarreta uma perda na potência máxima que a etapa entrega próxima aos 24%. Caso não se admita esta perda, ter-se-á de rever a adaptação de impedâncias da etapa. Quanto a nós, não estamos interessados nesta readaptação e sim, na transformação desse desajuste em correção, que será o tema de nossa próxima exposição.

Caso se deseje uma referência mais precisa sobre a elevação da impedância da bobina movel aqui referida, proceda-se como segue, na dependência porém de um ôhmetro para baixa impedância. Para tanto, meça-se a quente a resistência ôhmica R da bobina movel, sendo a sua impedância a quente $Z = R \times 1,15$. A medição deve ser feita após uma hora de funcionamento normal e ininterrupto do receptor

provido de válvulas novas e alimentado com tensão correta do setor de energia canalizada. Requer dextreza por parte de quem a faz, uma vez que feita antes da bobina esfriar, com prévio desligamento do secundário do transformador de saída. A medição da resistência da bobina de compensação é também a da sua resistência a quente, do mesmo modo feita, que se soma vetorialmente à impedância a quente da bobina movel.

Para aqueles que querem pesquisar sobre o tema aqui exposto, seguem relações de simplificação dos correspondentes cálculos.

Sendo R a resistência ôhmica da bobina movel, Z_{bm} a impedância da bobina movel e Z_m a impedância induzida pelo sistema movel, tem-se :

$$\begin{aligned} Z_{bm} &= R \times 1,15 \\ Z_m &= R \times 0,56789 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Z_m &= Z_{bm} \times 0,49382 \\ Z_{bm} &= Z_m \times 2,0251 \end{aligned}$$

O Desajuste Corretor da Bobina Móvel

Na conformidade do que se abordou no tema anterior da bobina móvel, sua impedância maior do que a que para ela foi eleita, estabelece aumento da resistência de carga da etapa de saída com queda de tensão de amplitude maior do que a da tensão variável de placa com máxima potência, o que introduz grande distorção. Esta forte distorção é eliminada, baixando-se o sinal de grade para que a amplitude da queda de tensão na resistência de carga não ultrapasse a da queda de tensão alternada de placa, o que baixa a potência de saída. Se agora introduzirmos um controle de tonalidade que baixe o nível das frequências somoras medianas com relação ao das frequências extremas, e o reajustarmos para potência máxima sem distorção, elevaremos a potência de saída das frequências extremas, ordinariamente carentes. A potência sonora que, em termo final afeta o ouvido, apresentar-se-á devidamente compensada. Ao controle de tonalidade, cabe o relacionamento de nível entre as frequências extremas. Eis aí em que consiste a transformação do desajuste em correção de que falamos.

Cabe uma advertência porém; não se acrescente contrarreação ao circuito, o que resultaria no nivelamento das frequências da faixa, desfazendo a compensação obtida. Importa esclarecer que, a avaliação ordinariamente feita da fidelidade de uma saída simples foge à realidade. Precedida a válvula amplificadora de saída pela válvula amplificadora de tensão, tem parcialmente contrarrestada por ela a sua deformação do sinal, já que ambas as válvulas operam em inversão de fase. Outrossim, não é a deformação harmônica moderada que compromete a fidelidade da reprodução e sim, a ausência das frequências somoras extremas.

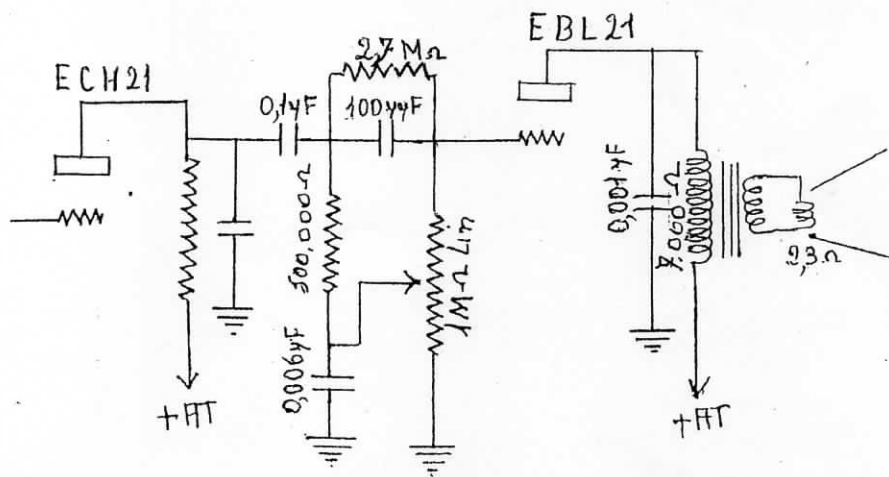
Desatendido que fica o valor convencional da impedância da bobina móvel na disposição proposta, pode o transformador de saída exceder moderadamente o valor nominal de carga que lhe é convencionalmente atribuído, possibilitando enquadramento nos valores de mercado. Se isto assim é feito e há distorção de agudos, ela desaparecerá com o ajuste da resistência de carga ao valor convencional, por derivação do primário do transformador

de saída com resistência de valor apropriado. Sendo R_c a resistência de carga convencional, R_m a resistência de carga a modificar e R_d a resistência de derivação a incluir, o valor desta última será :

$$R_d = \frac{R_m \times R_c}{R_m - R_c}$$

O procedimento de ajuste da etapa de saída aqui proposto tem por complemento o emprego do baffle R_g e do altofalante de agudos acoplado a condensador, já anteriormente recomendados. Concluindo, advertimos o montador de que jamais incluirá no circuito de saída o valor convencional de impedância de carga, se não levar em conta o aumento de impedância da bobina movel pelo aquecimento, existente mesmo nos altofalantes dinâmicos.

Segue a baixo o modelo de um controle de tonalidade como o mencionado no texto. Neste controle, não se aumente o valor da resistência de $2,7 M\Omega$ passa médias, o que introduziria distorção de fase.



Cursor do potenciômetro ao centro, elevação de graves e agudos ; cursor do potenciômetro no extremo terra, atenuação de graves ; cursor do potenciômetro no extremo grade, atenuação de agudos.

Os Impasses do Projeto

É simples aparência a dificuldade de inclusão do rastreamento de OM de três pontos de coincidência. Convencionou-se para estes pontos 600 Kc, 1000 Kc e 1400 Kc. A coincidência central decorre da substituição da relação de autoindução pela relação de capacidades. Em páginas anteriores foi abordada a determinação da autoindução do circuito de entrada e do condensador de coincidência (Cálculo dos Circuitos Sintonizados de Um Receptor Superheterodino Valvulado e Cálculo da Capacidade de Coincidência Sem Valores de Autoindução). Para obtenção do rastreamento, tome-se por base que, nos 1.400 Kc, há igualdade de capacidade nos circuitos de entrada e de oscilação local, por ajuste dos respectivos compensadores capacitivos. Esta igualdade de capacidade estabelece a proporção entre a razão do quadrado da frequência de entrada f_e^2 para o quadrado da frequência do oscilador f_o^2 e a razão entre a autoindução do circuito oscilador L_o e a autoindução do circuito de entrada L_e , ou seja:

$$\frac{f_e^2}{f_o^2} = \frac{L_o}{L_e} (*), \text{ do que resulta:}$$

$$L_o = L_e \times \frac{f_e^2}{f_o^2}$$

Evitando demonstrações enfadonhas, esclarecemos apenas que, a autoindução osciladora pequena desloca a coincidência média

*

$$\frac{f_e}{f_o} = \frac{159}{\sqrt{L_e \times C}} \times \frac{\sqrt{L_o \times C}}{159} \therefore$$

$$\frac{f_e^2}{f_o^2} = \frac{159^2}{L_e \times C} \times \frac{L_o \times C}{159^2} \therefore$$

$$\frac{f_e^2}{f_o^2} = \frac{L_o}{L_e}$$

para as proximidades da coincidência da frequência inferior e a autoindução osciladora grande, para as proximidades da coincidência da frequência superior. A maneira de comprovar o valor correto da autoindução osciladora é pois a da confirmação da coincidência mediana nos 1000 Kc.

Suponhamos que a frequência intermediária seja a de 465 Kc. No ponto de coincidência da frequência alta, a relação $\frac{f_e^2}{f_o^2}$ será $\frac{1400^2}{1865^2} = 0,563$. Logo, $L_o = L_e \times 0,563$.

Para as frequências intermediárias mais empregadas, os multiplicadores de L_e para obtenção de L_o são :

465	0,563
455	0,569
472	0,559
175	0,79

Quanto ao rastreamento de OC, por ser pequena a relação entre a frequência de entrada e a frequência da oscilação local, torna-se supérfluo o rastreamento de três pontos, sendo plenamente satisfatório o de dois pontos extremos. Comporta porém a dificuldade de obter a oscilação local superior aos 18 Mc, razão pela qual a técnica europeia obtém a frequência intermediária em OC com a oscilação local inferior e não superior à frequência de entrada. Para instituir o rastreamento nos preceitos americanos, empregue-se um compensador capacitativo não maior do que 15 $\mu\mu\text{F}$ ajustando o alto da faixa e um condensador de coincidência fixando-lhe o limite inferior de valor próximo aos 5.000 $\mu\mu\text{F}$.

O rastreamento de OM ou de OC estabelecido experimentalmente nos moldes preconizados, não tem contestação pelo cálculo. Dos embaraços que podem surgir na amplificação associada da alta frequência e baixa frequência, existe um de superação

às vezes difícil, que é o da instabilidade oscilatória com o fechamento do CV em OM. Esta perturbação, que se deve à introdução da alta frequência na baixa frequência, é incrementada com antena pequenina, ausência de terra e proximidade da saída de baixa frequência com a entrada da antena. É ainda favorecida com a elevação dos extremos da faixa de baixa frequência como no sistema páginas atrás abordado. A primeira providência para eliminá-la é a comprovação de desvio à terra do resíduo de alta frequência à saída da placa da amplificadora de potência, por condensador cuja capacidade não deverá todavia passar à terra as frequências elevadas da baixa frequência. Se o transformador de saída tem a impedância primária de 7.000Ω , a capacidade deste condensador não deve ultrapassar $0,002 \mu F$. Se existe este requisito, proceda-se a derivar o primário da bobina de antena com capacidade de 50 a $100 \mu F$, com o fim de distanciar a frequência de ressonância do circuito de antena da frequência intermediária. Se ainda assim a instabilidade permanece, acrescente-se em paralelo com o condensador eletrolítico de saída do filtro um condensador ordinário de $0,1 \mu F$ ou até mesmo de $0,25 \mu F$. Se com todas estas providências a instabilidade se mantém, substitua-se o condensador de desvio à terra do circuito de placa da amplificadora de tensão de baixa frequência por uma série LC em que L é um enrolamento de FI e C um condensador que, paradoxalmente para FI de 465 Kc , é de cerca de $420 \mu F$, sendo esta a providência mais energética disponível.

É válido inserir aqui uma oscilação de baixa frequência, já abordada conjuntamente com outras, para a qual concorre o indicador de sintonia, que se extingue ligando à terra a

sua grade de controle com ligação bem curta, através de um condensador de capacidade não maior de $0,01 \mu F$.

Fechando o tema, incluímos o desacento do rastêio por aumento imprevisto da bobina interetapa. Corrige-se este desacento, dispondo-se um anel de cobre de $0,3 \text{ mm}$ de espessura e 2 mm de largura frente ao extremo grade da bobina interetapa, dela convenientemente distanciado. Este recurso é insuficiente para comprometimento do coeficiente Q de sobretemensão da bobina interetapa, elevada que é a autoindução do anel frente à sua resistência ôhmica.

○ Condensador de Coincidência no Rasteio Padrão

Refere o epígrafe o valor do condensador de coincidência quando as coincidências extremas do rasteio estão aquém dos limites da faixa. Abordaremos o cálculo do condensador de coincidência nestas condições, tomando para modelo o seu cálculo para a faixa padrão de OC com FI de 465 Kc. Confere acerto ao resultado, a inclusão da capacidade parasita na máxima abertura do CV e não no máximo fechamento, conforme cálculo fundamental exposto.

Temos para dados fundamentais :

- f_e ou referência inferior do sinal de entrada 6,5 Mc
- f_t ou referência superior do sinal de entrada 17,5 Mc
- f_o ou referência inferior do sinal local ($f_e + FI$) 6,965 Mc
- F_o ou referência superior do sinal local ($f_t + FI$) 17,965 Mc

Para o cálculo progressivo, são valores a determinar :

- R ou relação da frequência mínima local para a frequência mínima de entrada
- R_1 ou relação da frequência máxima local para a frequência máxima de entrada
- R_2 ou relação da frequência mínima local para a frequência mínima de entrada, extraída de R e R_1
- R_3 ou relação da frequência máxima limitadora da faixa, de 18 Mc, para a referência inferior do sinal de entrada f_e de 6,5 Mc
- C_e ou capacidade efetiva na sintonia do sinal inferior de entrada f_e de 6,5 Mc, calculada em base a R_3 e à capacidade parasita com o CV totalmente aberto de 50 pF, podendo elevar-se a 60 pF por elevada capacidade residual do CV
- C_o ou capacidade efetiva na sintonia do sinal local inferior f_o de 6,965 Mc, calculada em base a C_e e R_2
- C_c ou condensador de coincidência finalmente calculado

Fundamento do Cálculo

$$R^2 = R_1^2 \times R_2^2 \quad \therefore \quad R_2^2 = \frac{R^2}{R_1^2}$$

$$\frac{C_e}{C_o} = R_2^2 \quad \therefore \quad C_o = \frac{C_e}{R_2^2}$$

$$C_e = \frac{C_e \times C_o}{C_e - C_o}$$

Processamento Progressivo do Cálculo

$$R^2 = \frac{6,965^2}{6,5^2} = \frac{48,511}{42,25} = 1,1482$$

$$R_1^2 = \frac{17,965^2}{17,5^2} = \frac{322,741}{306,25} = 1,0538$$

$$R_2^2 = \frac{1,1482}{1,0538} = 1,0896$$

$$R_3^2 = \frac{18^2}{6,5^2} = \frac{324}{42,25} = 7,6686$$

$$C_e = 50 \times R_3^2 \quad \therefore \quad C_e = 50 \times 7,6686 \quad \therefore \quad C_e = 383,544 \text{ F}$$

$$C_o = \frac{C_e}{R_2^2} \quad \therefore \quad C_o = \frac{383,5}{1,0896} \quad \therefore \quad C_o = 352,44 \text{ F}$$

$$C_e = \frac{383,5 \times 352}{383,5 - 352} = 4.300,44 \text{ F}$$

Cálculo Simplificado

A simplificação do cálculo consiste na aplicação da fórmula, mais a frente deduzida, da capacidade de sintonia C_o do sinal local inferior f_o , assim constituída:

$$C_o = \frac{50 \times F_c^2 \times f_o^2}{F_c^2 \times f_o^2}$$

Nesta fórmula, F_c é a frequência de corte superior da faixa,

no presente exemplo 18 Mc. Calculando C_0 por esta fórmula, temos :

$$C_0 = \frac{50 \times 18^2 \times 17,965^2}{17,5^2 \times 6,965^2} = \frac{50 \times 324 \times 322,741225}{306,25 \times 48,511225} \therefore$$

$$C_0 = 352 \text{ } \mu\text{F}$$

Segue a determinação de R_3^2 e com ela, a de C_e

$$R_3^2 = \frac{F_e^2}{f_e^2} = \frac{18^2}{6,5^2} = 7,6686$$

$$C_e = 50 \times R_3^2 \therefore C_e = 50 \times 7,6686 \therefore C_e = 383,5 \text{ } \mu\text{F}$$

Com C_0 e C_e é obtido C_c :

$$C_c = \frac{383,5 \times 352}{383,5 - 352} = 4.300 \text{ } \mu\text{F}$$

Dedução da Fórmula de C_0

$$C_0 = \frac{C_e}{R_2^2} \quad \left\{ \begin{array}{l} C_e = \frac{50 \times F_e^2}{f_e^2} \\ R_2^2 = \frac{R_1^2}{R_4^2} \end{array} \right.$$

$$C_0 = \frac{\frac{50 \times F_e^2}{f_e^2}}{\frac{R_1^2}{R_4^2}} \therefore C_0 = \frac{50 \times F_e^2}{f_e^2} \times \frac{R_4^2}{R_1^2} \quad \left\{ \begin{array}{l} R_1^2 = \frac{F_o^2}{F_e^2} \\ R_4^2 = \frac{f_o^2}{f_e^2} \end{array} \right.$$

$$C_0 = \frac{50 \times F_e^2}{f_e^2} \times \frac{\frac{F_o^2}{F_e^2}}{\frac{f_o^2}{f_e^2}} \therefore C_0 = \frac{50 \times F_e^2}{f_e^2} \times \frac{F_o^2}{F_e^2} \times \frac{f_e^2}{f_o^2} \therefore$$

$$C_0 = \frac{50 \times F_e^2 \times F_o^2}{F_e^2 \times f_o^2}$$

1 Transformador de Alta Frequência Aperiódico

O caso típico do transformador de alta frequência aperiódico é o do secundário refletindo ao primário uma indutância seriada com resistência que, no caso mais simples, é o de curto circuito dos seus extremos. Como na transformação o ângulo de fase inverte sentido entre primário e secundário, a impedância que o secundário acopla ao primário assume natureza capacitativa, reduzindo-lhe a impedância reativa e com ela, a sua autoindução. Amelizemos matematicamente como ocorrem estas modificações.

Embora em modalidade capacitativa, a impedância refletida X_r pode ser avaliada na sua expressão indutiva de transformação, o que simplifica os cálculos. Assim fazendo, da expressão de X_r , desconsiderada a inversão do ângulo de fase; $X_r = 2\pi f L_r$, extraímos L_r como autoindução refletida, operando com ela na representação das grandezas transformadas. Fundamentam as operações, a relação de tensões secundário a primário M/L_s , com a consequente relação de impedâncias M^2/L_s^2 , nas quais M é a indução mútua e L_s a autoindução do secundário. Começemos as representações, tomando a seguinte igualdade, por si mesma evidente:

$$\frac{M^2}{L_s^2} = \frac{L_r}{L_s} \quad \therefore \quad L_r = \frac{M^2}{L_s^2} \times L_s \quad \therefore$$

$$L_r = \frac{M^2}{L_s} \quad (1)$$

Da fórmula do coeficiente de acoplamento, particularizada para o caso em apreço, extraímos o valor de M^2 :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p \cdot L_s}} \quad \therefore \quad M = k \sqrt{L_p \cdot L_s} \quad \therefore \quad M^2 = k^2 \cdot L_p \cdot L_s \quad (2)$$

Substituindo esta expressão (2) de M^2 na expressão (1) de L_r , temos:

$$L_r = \frac{k^2 \cdot L_p \cdot L_s}{L_s} \quad \therefore \quad L_r = L_p \cdot k^2 \quad (3)$$

Como X_p ou impedância reativa primária e X_r ou impedância reativa reflexiva se contrarrestam, as correspondentes autoindutâncias L_p e L_r também se contrarrestam e assim, a autoindução efetiva L_{ef} do primário é:

$$L_{ef} = L_p - L_r \quad (4)$$

Substituindo nesta expressão (4) de L_{ef} L_r pelo seu valor, tomado à expressão (3), temos:

$$L_{ef} = L_p - L_p k^2 \quad \therefore$$

$$\boxed{L_{ef} = L_p (1 - k^2)}$$

Amel Corretor da Autoindução

Um amel corretor pode ser acoplado a uma bobina para diminuir-lhe moderadamente a autoindução, baixando-lhe inexpressivelmente o coeficiente de sobretemensão. A insignificante perda do ganho da etapa é contrarrestada por sua elevação ao limite da estabilidade. O ligeiro achatamento da curva de ressonância é corrigido pela regeneração autoestabelecida, que confere agudeza de ressonância. Para que afete ao mínimo o fator de sobretemensão da bobina, o amel deverá possuir aproximadamente 3 mm de largura. O valor efetivo de autoindução L_{ef} que ele confere à bobina, é o que estabelece a fórmula de secundário aperiódico acima deduzida $L_{ef} = L_p (1 - k^2)$.

Cálculo Simplificado da Resistência de um Solenóide em Alta Frequência *

Segundo José Susmanschky (48 lecciones de Rádio, tomo I, pg 292, editorial Hobby, Buenos Aires 1960), a resistência R_p de uma bobina cilíndrica a uma corrente de alta frequência, tem como valor:

$$R_p = 10 \times d \times a \times R$$

Nesta fórmula, d é o diâmetro do fio em centímetros; a é uma constante fornecida em tabela; R é a resistência da bobina à corrente contínua.

Emssaiando esta fórmula, constatamos que ela é mais fiel para a frequência da corrente circulante de 1000 Kc, que é a tomada para expressar o coeficiente Q das bobinas de OM. Particularizando esta fórmula para a frequência de 1000 Kc e expressando d em milímetros, obtemos:

$$R_p = 10,17 \times d \times R$$

Ressaltamos, como nossa contribuição ao tema que, o efeito de proximidade das espiras adjacentes ao fio enrolado, é a duplicação do efeito pelicular de sua disposição reta.

$$\text{efeito prox} = 2 \times \text{efeito pelic}$$

Frecuencia	"a"
600 Kc	8,296
800 "	9,579
1000 "	10,170
1500 "	13,120

Obtido R_p , o coeficiente Q de sobretemção vale:

$$Q = \frac{6,28 L}{R_p} \text{ sendo } L \text{ microhenrios}$$

A impedância resistiva Z do circuito oscilante vale:

$$Z = Q \cdot 6,28 \cdot L \text{ ohms}$$

Pelo efeito de proximidade, sendo r o raio do fio em centímetros:

$$R_p = \frac{2 \times R \times r^2}{r^2 - (r - 0,00662)^2}$$

* calculo preciso, embora empírico

Fórmulas Simplificadas da Autoindução

A autoindução aproximada das bobinas minho de abelha pode ser determinada pelo emprego da fórmula da autoindução das bobinas em espiral, sendo tanto mais exato o resultado obtido, quanto mais chata é a bobina. Eis a fórmula:

$$L = \frac{d \times n^2}{100}$$

Nesta fórmula, d é o diâmetro médio e n o número de espiras. Pode ser expressa também deste modo:

$$L = \frac{d}{100} \times n^2$$

Como $\frac{d}{100}$ é a autoindução L_m da espira mediana, tem-se por substituição de $\frac{d}{100}$:

$$L = L_m \times n^2$$

Segundo o Sanchez-Lordonés, em duas bobinas cilíndricas corretamente acopladas, sendo M a indução mútua das bobinas e M_m a das respectivas espiras medianas, tem-se:

$$M = M_m \times n_1 \times n_2$$

Esta expressão é extensiva às bobinas minho de abelha.

Fundamentada na relação que se estabelece numa bobina entre a sua autoindução e a sua resistência à corrente alternada, a radiotécnica espanhola compôs a seguinte fórmula da resistência R da bobina à corrente alternada:

$$R = \frac{0,6 \times \delta \times L}{\lambda}$$

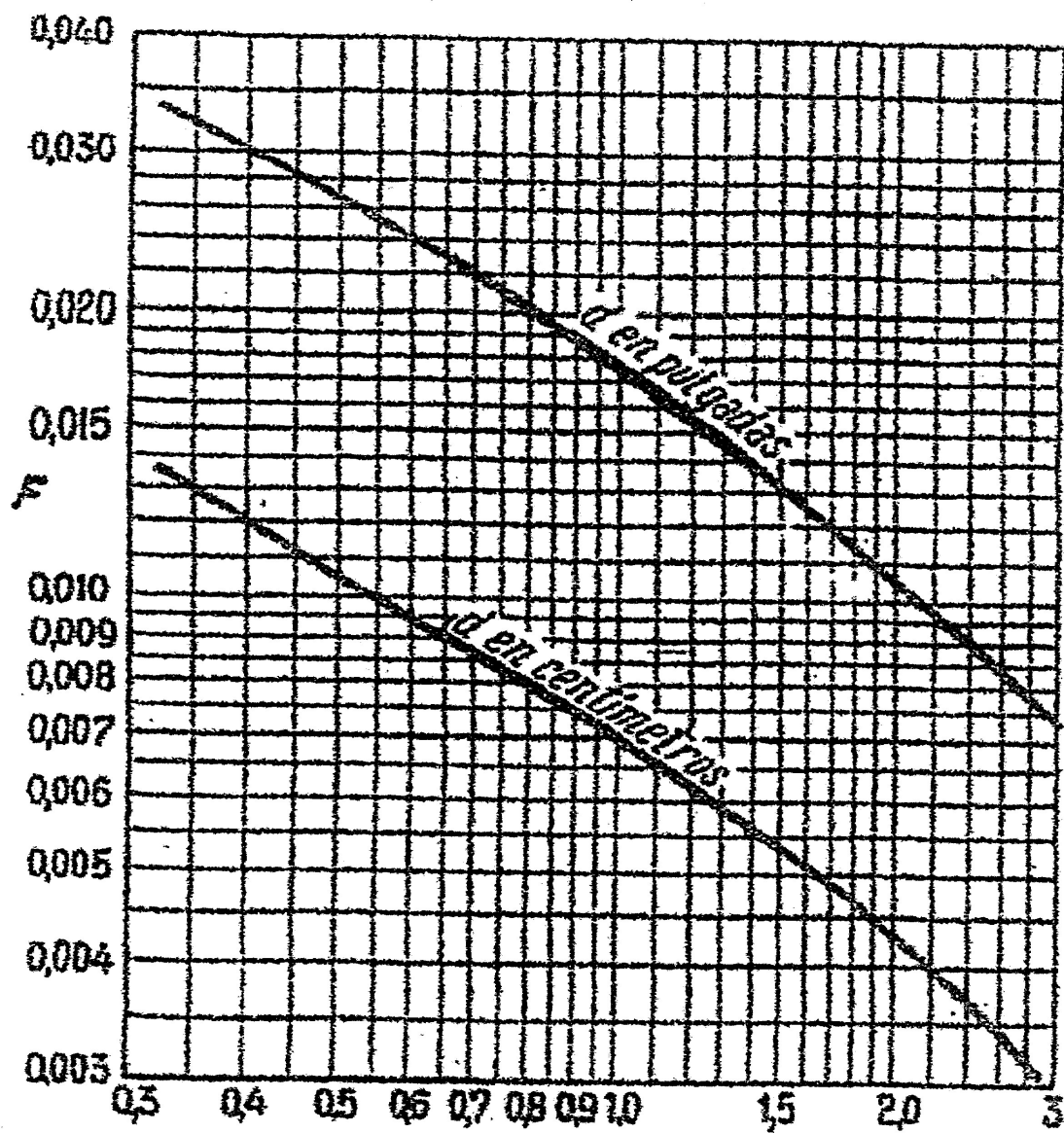
Nesta fórmula, δ vale 0,03 para bobina minho de abelha e 0,023 para bobina cilíndrica; L é a autoindução em microhenrys; λ é a onda em quilômetros.

f para λ

$$175 \text{ Kc} \text{ — } 1,714 \text{ Km}; 455 \text{ Kc} \text{ — } 0,659 \text{ Km}; 465 \text{ Kc} \text{ — } 0,644 \text{ Km} \\ 472 \text{ Kc} \text{ — } 0,635 \text{ Km}; 1000 \text{ Kc} \text{ — } 0,2998 \text{ Km}$$

Segue um gráfico de Frederick Jermann para determinação da autoindução de um solenoide em função do fluxo F em maxwells. Nele, L é o comprimento do solenoide e d o seu diâmetro, ambos em centímetros; n é o seu número de espiras, a ser aplicado com F e d na fórmula que vai vinculada.

Autoindução



$$\frac{l}{d}$$

microhenrys = $F n^2 d$ TEEMAN.

Cálculo do Transformador de FI *

O processamento dos cálculos do transformador de FI é aqui exposto repassando-se os relativos à FI de uma banda larga da seção "Bobinagem" da nossa apostila complementar "Realização". Eis as particularidades daí extraídas, inerentes à bobina desta FI:

fio Litz 3x41	extensão do enrolamento 0,4 cm
frequência 465 Kc	número de espiras 254
diâmetro do tubo-forma 0,74 cm	afastamento dos enrolamentos 1,4 cm
diâmetro externo 1,5 cm	afastamento das espiras médias 1,8 cm (referência implícita)

Determinação inicial; a do diâmetro d da espira média:

$$d = \frac{d_{int} + d_{ext}}{2} \therefore d = \frac{0,74 + 1,5}{2} = 1,12 \text{ cm}$$

autoindução L_m da espira média:

$$L_m = \frac{1,12}{100} = 0,0112 \text{ uH}$$

autoindução L da bobina:

$$L = L_m \times n^2 \therefore L = 0,0112 \times 64.516 = 722 \text{ uH}$$

resistência R da bobina aos 465 Kc:

$$R = \frac{0,6 \times 0,03 \times 722}{0,644} = 20 \Omega$$

impedância X_L da bobina aos 465 Kc:

$$X_L = 2\pi f L \therefore X_L = 6,28 \times 465.000 \times 0,000722 = 2.108,3 \Omega$$

coeficiente Q da bobina aos 465 Kc:

$$Q = \frac{X_L}{R} \therefore Q = \frac{2.108,3}{20} = 105$$

acoplamento crítico k_c :

$$k_c = \frac{1}{Q} \therefore k_c = \frac{1}{105} = 0,0095$$

Ocorre que, no acoplamento crítico, a composição das curvas de ressonância majora 1,41 vezes a banda passante. Sem a composição das curvas, a banda passante mostra-se ordinariamente satisfatória. Cumpre então diminuir o acoplamento da componente induzida, multiplicando-o pela constante 0,7. Assim fazendo, obtemos:

$$k = 0,0095 \times 0,7 = 0,006$$

* com as fórmulas simplificadas da técnica espanhola.

Indução mútua M_m :

$$M_m = L_m \times k \quad \therefore M_m = 0,0112 \times 0,006 = 0,0000672 \mu H$$

Devido à conformação assumida pelo campo magnético, o afastamento a das espiras medianas atenua várias vezes L_m na indução mútua M_m , conforme a expressão :

$$a = \frac{L_m^2}{M_m}$$

Particularizando o afastamento a temos :

$$a = \frac{0,0112^2}{0,0000672} \quad \therefore a = \frac{0,00012544}{0,0000672} = 1,8 \text{ cm}$$

Conforme vemos, o valor de a calculado coincide com o extraído da apostila referida. Vale porém lembrar que, os cálculos de rádio admitem invariavelmente a tolerância de 10%. Não obstante, aconselhamos que, os presentes cálculos se processem com os arredondamentos que neles incluímos, fazendo com que as suas imprecisões se contrarrestem.

Comprovação da banda passante b_p :

valor máximo da b_p da convenção europeia, 10 Kc

$$Q = \frac{1}{0,006} = 166 \text{ (Q referente ao acoplamento)}$$

$$\frac{XL}{Q} = R \quad \therefore \frac{2 \cdot 108,3}{166} = 12,7 \Omega \text{ (resistência incluída ao primário pelo k)}$$

$$20 + 12,7 = 32,7 \text{ (resistência assumida pelo primário)}$$

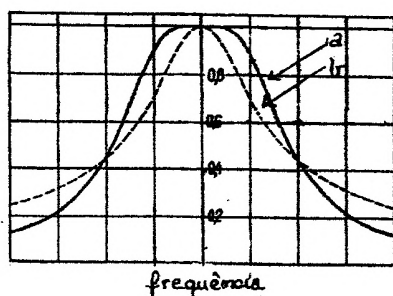
$$\frac{2 \cdot 108,3}{32,7} = 64 \text{ (Q assumido pelo primário)}$$

$$b_p = \frac{465}{64} = 7,2 \text{ Kc (} b_p \text{ no primário sem composição das curvas de ressonância)}$$

$$7,2 \times 1,41 = 10 \text{ Kc (} b_p \text{ efetiva no primário)}$$

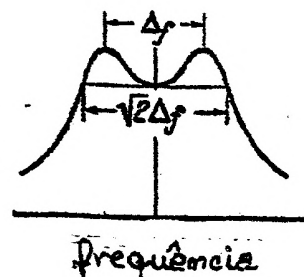
Sugestão de confecção :

Escolhido o tubo-forma na medida ótima de 14mm, nele é enrolada uma bobina chata de mais ou pouco menos de 1000 μH , para ser derivada por um trimmer capaz de ajustar folgadamente 115 μF , a ser incluída numa blindagem folgada de 4,5cm mínimos de lado. O fio do enrolamento pode ser o nº 36 AWG.



Acopl. crítico
2-c. composta
do primário
b-c. simples
com $Qb = Qa$

Acopl. forte
razão entre
bpe banda de
ressonância
do primário



Caso se deseje mais sensibilidade e seletividade, embora às expensas da fidelidade, dobre-se o valor da autoindução das bobinas, incluindo-lhes um bastão de ferro pulverizado (A. Lagoima). Atente-se porém que; se L e L_m dobram de valor com este recurso, também a resistência R dobra de valor e o acoplamento a passa à metade, expresso pela relação :

$$a = \frac{L_m^2}{2Mm}$$

O início do cálculo requer início de confecção. Para isso, enrole-se uma bobina chata sobre o tubo-forma, até que assumia a autoindução L de aproximadamente 1000 μH para mais ou para menos; o que se pode saber aplicando a fórmula $L = L_m \times n^2$, sendo L_m a autoindução da espira mediana em μH , calculada pela fórmula :

$$L_m = \frac{\text{diam ext} + \text{diam int}}{2 \times 100}$$

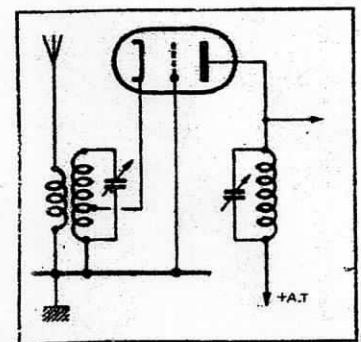
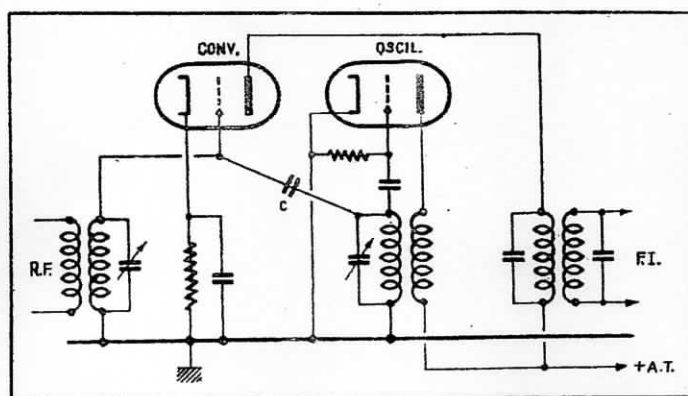
Partindo do valor de L e L_m , complete-se o cálculo com a sequência de determinações acima exemplificadas : resistência R da bobina a ; impedância X_L da bobina aos 465 Kc ; coeficiente Q da bobina aos 465 Kc ; acoplamento crítico Kc ; acoplamento passabanda K ; indução mútua das espiras medianas Mm ; afastamento a das espiras medianas. O cálculo passabanda do transformador de núcleo de ferro assume o resultado aproximado.

Um Pouco de FM

A Etapa Conversora de FM

Na etapa conversora de FM, o emprêgo do triodo para misturador é preferível pelo seu nível mais baixo de ruído. Frente à diferença maior do que em AM entre a frequência do sinal de entrada e a do sinal local de conversão, ambos os sinais podem ser conjuntamente acrescentados à grade do triodo. Quanto ao ganho da etapa, é satisfatório com emprêgo do triodo EC900, passível de constituir etapa de amplificação de alta frequência acionada pelo CAS por sua pendente variável. As etapas de frequência intermediária requerem pentodos de alta pendente, para ganho satisfatório com as cargas de placa de pequena impedância, para passagem da banda extensa de modulação. São válvulas aconselháveis para a amplificação de FI, os pentodos americanos 1851 e 1852 e os europeus EF80 e EF85, dentre outros posteriormente fabricados.

Atendendo a que a amplificação de alta frequência com triodo deve ser a de grade a terra, para extinguir a capacidade grade-placa, incluindo o sinal de entrada no circuito catódico do triodo, só parte do sinal de entrada é nele introduzida, por tomada no circuito de entrada que ajusta sua impedância à impedância menor do circuito catódico, o que limita a amplificação. Evita-se este inconveniente, recorrendo-se à disposição cascode do triodo.

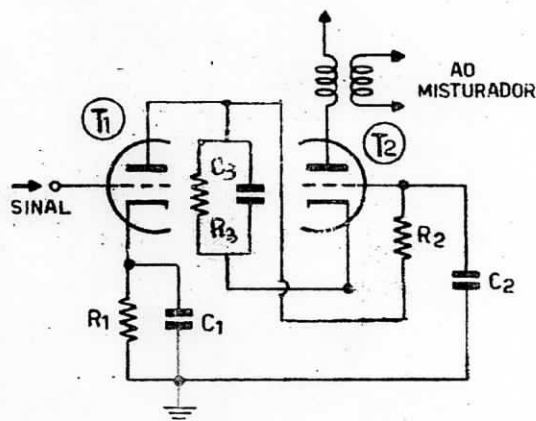
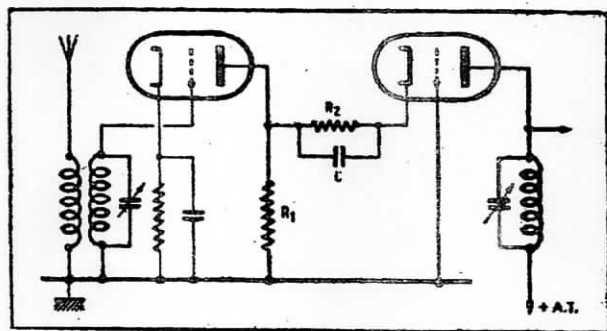


① Cascodo

① cascodo é um sistema de amplificação de alta frequência consistente numa cascata de dois triodos, em que o segundo tem a disposição de grade à terra. Seu desempenho é o de um triodo ideal com ganho maior do que o de pentodo, mas com ruído de fundo menor, por ser o de triodo. ① primeiro triodo compõe a acoplamento ao catodo do segundo, funcionando ambos os triodos em fase e se os dois triodos são iguais, a alimentação de placa de cada um, é metade da alimentação da sua associação.

① princípio de funcionamento do cascodo vai exposto na primeira figura a baixo, na qual a placa do primeiro triodo é alimentada pelo divisor de tensão formado pela resistência interna do segundo triodo, resistência r_2 de 100 a 200 Ω , e resistência r_1 , aliás dispensável, de cerca de 0,5 M Ω . ① esquema é um simples esboço do princípio de funcionamento, inequívoco pela acentuada tensão negativa de grade do segundo triodo. A versão realizável do sistema é a da segunda figura a baixo, na qual a grade do segundo triodo é autopolarizada pela resistência R_3 , através da resistência R_2 de 0,5 M Ω e ligada à terra para a alta frequência pelo condensador C_2 de 0,01 μ F.

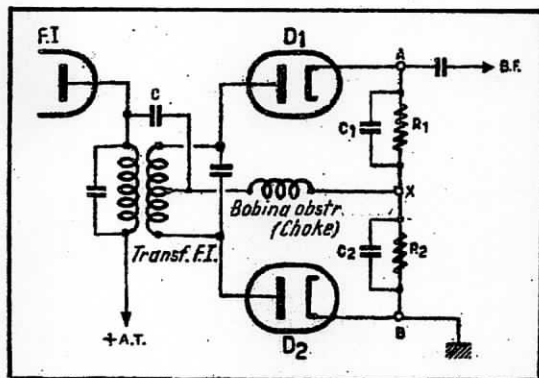
São válvulas indicadas para composição do cascodo, as válvulas americanas 6BC8, 6BS8, 6BZ7 (autopol 220 Ω , I_a 10 mA, AT 275 V), e as válvulas europeias com resistência r_a de queda de tensão para 275 V: ECC81 (autopol 330 Ω , I_a 3 mA, r_a 25 K Ω); ECC84 (autopol 125 Ω , I_a 12 mA, r_a 8 K Ω); ECC88 (autopol 100 Ω , I_a 15 mA, r_a 5 K Ω).



A Demodulação em FM

Na figura a baixo, vê-se a disposição característica do demodulador de FM discriminador Foster Seeley. Conforme se vê, ao acoplamento magnético do último transformador de FI, é acrescentado acoplamento capacitativo de tensão entre o extremo placa do primário e o centro do secundário cujos extremos ligam-se, cada um, à placa de um diodo com resistência de carga fechando circuito com o centro do secundário. As resistências de carga assumem disposição em série, com o extremo inferior da série ligado à terra e o superior, a um condensador de acoplamento.

Posto o primário na frequência de ressonância da corrente de FI sem modulação, do mesmo modo que o secundário, insere no



discriminador Foster Seeley
demodulador convencional

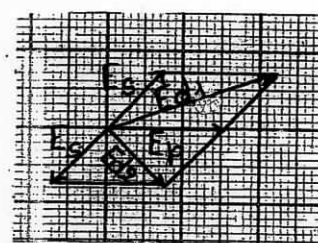
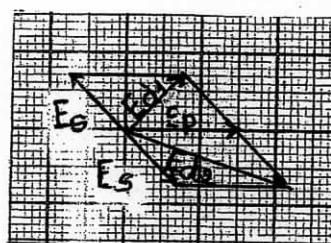
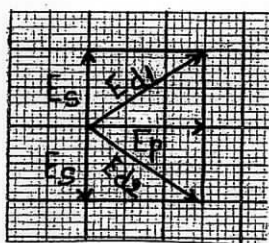
do primário, da queda de tensão nele estabelecida, passa pela indução magnética ao extremo oposto do secundário atrasada de 90° frente à capacitivamente incluída, somando-se ambas numa resultante que é igual em valor à da mesma soma no outro extremo do secundário, por ser igual e oposta a tensão nele incluída. Face à disposição contrária das resistências de carga na série que formam, suas quedas de tensão nela se subtraem, gerando a tensão entre o extremo de saída e o de terra da série.

Estando porém a corrente modulada, a carga inserida pelo primário não será mais resistiva e sim, indutiva ou capacitativa, na conformidade do sentido do desvio da modulação, aproximando ou afastando em fase, no extremo placa do primário, a queda de tensão da carga frente à corrente primária estabelecida (*) e concomitantemente, aproximando

* considere-se a série resistência valvular impedância LC em paralelo.

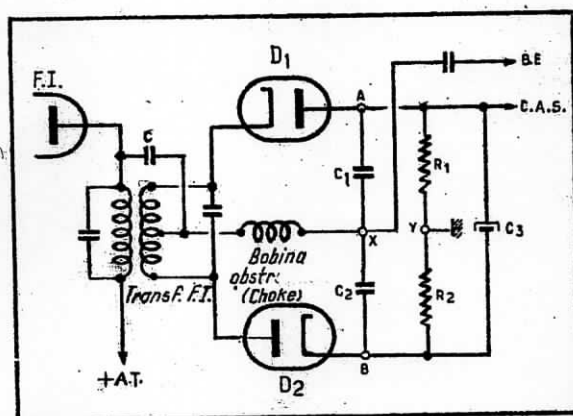
ou afastando em fase esta tensão, da magneticamente induzida no extremo oposto do secundário, onde ambas vetorialmente se somam. Devido à oposição de fase entre os extremos do secundário, quando sua soma incrementa a resultante num extremo, a rebaixa no outro e vice versa, o que gera uma diferença na queda de tensão das resistências de carga dos diodos, incluindo nos extremos da sua série a tensão variável da modulação.

Importa que as variações de tensão das sinais parasitas não acompanhem as da modulação, na saída do discriminador. Para isto, ele deve ser precedido de uma etapa limitadora, que nivela a amplitude da corrente a demodular. O valor conferido às resistências de carga dos diodos pode ser o de $100\text{ k}\Omega$ e o dos respectivos condensadores de filtragem, o de $100\text{ }\mu\text{F}$. Os diodos empregados, são os mesmos do detector de AM.



E_p tensão primária - E_s tensão secundária - E_d tensão no diodo

O detector de relação, modificação do discriminador Foster Seeley, es-
quematizada na figura a baixo, tem diodos demoduladores mutuamente
invertidos, tendo cada diodo como carga um simples condensador,
também compondo série com a carga do diodo parêlho somando po-



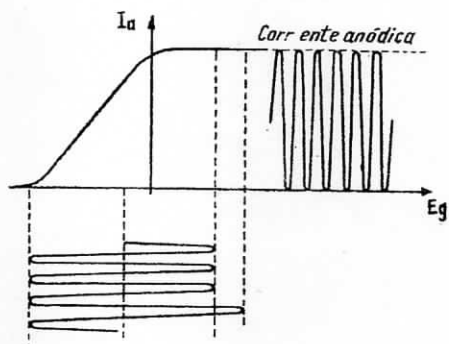
detector de relação

rem, em vez de contrarrestar, as quedas de tensão nos extremos da série em valor invariável. Um condensador eletrolítico é paralelamente incluído à série das cargas diódicas, permutando com ela cargas, sem prática mo-
dificação do seu estado elétrico por sua elevada capacidade, o que mantém inalterada a tensão entre os extremos da série, quando transposta por corrente de sinal parasita. Uma resistência de valor adequado, do mesmo modo incluída, concorre ainda na

estabilidade da tensão entre os extremos da série. A tensão variável da modulação é tomada entre o centro das cargas diólicas e o centro da resistência derivadora da série, onde a tensão frente aos extremos é invariável, para este fim ligado à terra. A falta de resposta do detector de relação à variação dos sinais parasitas, possibilita dispensar no receptor a etapa Limitadora. Não se julgue porém que com esta vantagem ele suplanta completamente o discriminador Foster Seeley que, por sua apurada simetria circuital, restringe mais a distorção do sinal. As cargas capacitivas dos diodos podem ter, cada uma, $300 \mu\text{F}$; a resistência derivadora da série $40 \text{ K}\Omega$ e o condensador eletrolítico de estabilização, $20 \mu\text{F}$. Os diodos empregados podem também ser os detectores de AM.

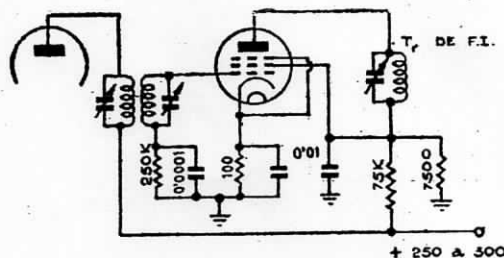
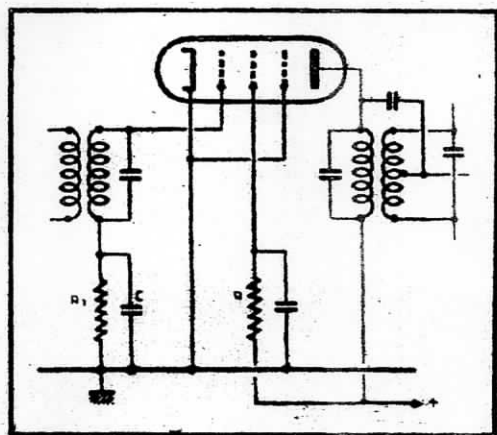
A Etapa Limitadora

A etapa limitadora tem a finalidade de impedir que a variação parasita se acrescente à da modulação, no demodulador. Para tanto, faz-se o sinal a demodular passar numa etapa de pentodo saturado, isto é, com a corrente de placa entrando em saturação com pouca negatização de grade.



Este modo de desempenho lhe é conferido, rebaixando acentuadamente a sua tensão de placa e de grade auxiliar. Deste modo atuando, o sinal de entrada é rebaixado na saída tanto pelo cotovelo inferior, como pelo superior da curva característica, conforme mostra a figura.

Uma associação condensador resistência como a de uma detectora por grade, interpõe-se à ligação terra da grade, conferindo-lhe polarização adequada, que pode ser aproveitada em controle automático de sensibilidade. São válvulas que se prestam a esta função, os pentodos de curva característica reta e cotovêlos pronunciados, como é o caso das válvulas americanas 6S-7 e 6SH7, e da válvula europeia EF93. Segue o esquema de uma etapa limitadora empregando uma destas válvulas, com os correspondentes valores circuitais.



A Modulação em F M

O esquema anexo mostra o procedimento geralmente empregado para obtenção de modulação em frequência. Conforme se vê, o tanque oscilador é derivado pela série $r_{11}C_{11}$ que, tendo r_{11} com valor bem mais alto do que o da impedância reativa de C_{11} , deixa a corrente da série praticamente em fase com a tensão do tanque. Como C_{11} atraza sua tensão em 90° frente à corrente da série e portanto praticamente frente à tensão do tanque, e a aplica nesta condição à grade da válvula, deixa a corrente de placa da válvula do mesmo modo atrasada de 90° frente à tensão do tanque. Conduzida esta corrente por C_{12} à passagem no tanque oscilador, nele atua como a de uma autoindução paralelamente acrescentada à que nele existe, aumentando ou diminuindo o valor de autoindução do tanque com a variação que lhe imprime a tensão sonora incluída à grade misturadora da válvula, modulando em frequência a corrente oscilatória do tanque. Esta válvula, disposta em derivação do circuito oscilante, atuando à maneira de uma indutância, é referida na técnica como

Impedância reativa eletrônica.

São válvulas que se prestam a esta função: o hexodo americano 6L7, e o triodo hexodo europeu ECH81; o triodo como amplificador de B.F. É possível a substituição da moduladora hexodo por pentodo.

