



SELECCION TEMATICA DE TODO LO
PUBLICADO EN LA REVISTA URE.

1ª PARTE

14

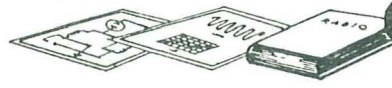
AMPLIFI- CADORES LINEALES

Madrid, 1984



E. Benítez

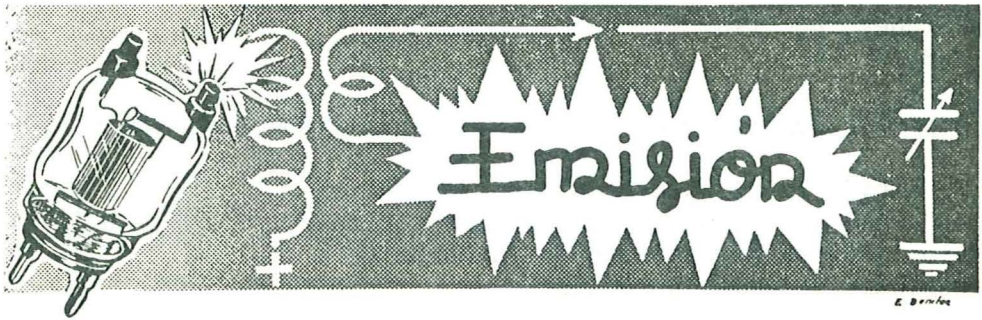
RRADIO TECNIA



General

CIRCUITOS

14



E. Benítez



UNION DE
RADIOAFICIONADOS
ESPAÑOLES

Maiquez, 48 1º
Madrid - 9

Depósito Legal: M-10408-1984 Impreso en Novaprint, S.A. - Gral. Perón, 23

Prohibida la reproducción total o parcial
en cualquier forma que sea, sin autoriza-
ción expresa por escrito de la Unión de -
Radioaficionados Españoles.

INDICE GENERAL

Pag.	3	INDICE. Iª PARTE.
	6	INDICE. IIª PARTE.
	8	INDICE. IIIª PARTE.
	13	ALGUNAS CONSIDERACIONES SOBRE LOS AMPLIFICADORES DE POTENCIA.
	13	- Circuito amplificador con una sola valvula.
	15	- Amplificadores con valvulas en paralelo.
	15	- Amplificadores con valvulas en oposición.
	18	- Multiplicador de frecuencia.
	20	- Procedimiento para hacer estable el funcionamiento de los amplificadores.
	23	- Interferencias a la T.V.
	25	- Manipulación telegráfica del emisor.
	29	LOS TRES CIRCUITOS FUNDAMENTALES DE LA VALVULA ELECTRONICA.
	30	- Circuito con placa común.
	33	- Aplicaciones del amplificador catódico.
	38	- Amplificador con rejilla común.
	40	- Aplicaciones del amplificador con rejilla común.
	47	DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE ALTA Y BAJA FRECUENCIA, CLASES A, AB ₁ , AB ₂ , B y C.
	47	- Instrucciones.
	49	- Ejemplo.
	52	LA AMPLIFICACION CLASE A, B, AB y C.
	52	- Amplificaciones clase A.

- Pag. 53 - Amplificadores clase B.
53 - Amplificadores clase AB.
54 - El ángulo de trabajo.
54 - Amplificadores clase C.
- 56 EL PASO FINAL, O MEJOR DICHO..., UN COMPROMI
SO DE BIGOTES.
- 60 LOS AMPLIFICADORES CLASE "C".
- 66 LINEALES DE REJILLA A MASA PARA BANDA UNI-
CA.
- 68 - El circuito.
69 - Montaje del chasis.
71 - conexionado.
72 - El panel frontal.
73 - Apantallamiento.
73 - Ajuste.
74 - Acoplamiento del excitador.
- 76 DETERMINACION DE NUESTROS TANQUES.
- 79 LA RELACION "LC". CALCULO DEL CONDENSADOR
DE UN TANQUE Y LA INDUCTANCIA CORRESPON--
DIENTE.
- 80 - Cálculo del condensador.
- 81 EL "Q" DEL CIRCUITO TANQUE.
- 81 - El "Q" en las bobinas.
82 - El "Q" en los condensadores.
82 - El "Q" del circuito tanque.
83 - El "Q" de un circuito tanque unido a un ge-
nerador en clase C.
83 - Como se encuentra el valor de la reactancia
deseada.
- 84 CALCULO DE BOBINAS.
- 88 CALCULO FACIL DE LAS BOBINAS DE UN AMPLIFI-
CADOR DE RADIOFRECUENCIA.
- 90 PROYECTO Y CONSTRUCCION DE BOBINAS DE R.F.
- 90 - Cálculo del coeficiente de autoinducción.
91 - Calidad de una bobina.
92 - Bobinas sintonizadas con nucleo.

Pag.	93	- Blindaje.
	94	- Bobinas al aire.
	94	- Bobinas con tomas.
	97	EL CIRCUITO TANQUE EN π .
	98	- Cálculo del circuito.
	98	- La bobina de choque LX.
	99	- El circuito en " π " en el acoplamiento entre distintos pasos.
	100	- Transmisores con circuito en " π ".
	101	- Las bobinas.
	102	ATENUADORES.
	103	- Atenuador simétrico T.
	104	- Atenuador simétrico en π .
	104	- Atenuador simétrico H.
	105	- Atenuador simétrico cuadrado.
	106	- Apéndice.
	108	ATENUADORES EN "T".
	112	- Célula tipo "T" en puente.
	113	- Filtro en doble "T".
	114	CURVA DE CONVERSION.
	116	VALVULAS DE T.V. EN CIRCUITOS DE R.F.
	118	LAS VALVULAS DEL PASO FINAL DE LINEAS DE TELEVISION, COMO AMPLIFICADORAS.
	119	- Características.
	120	- Circuitos de prueba y mediciones.
	121	- Limites de frecuencia.
	124	LAS NUEVAS VALVULAS 3-400Z Y 3-1000Z EMPLEADAS POR LOS RADIOAFICIONADOS U.S.A.
	124	- Circuitos para 3-400Z.
	125	- Circuito de cátodo.
	125	- Detalles del circuito.
	125	- Construcción y ajuste del amplificador.
	130	- Observaciones sobre la lámpara 3-1000Z.
	130	- El circuito no sintonizado de cátodo.
	132	- Zócalos y aspiradores de aire para las valvulas 3-400Z y 3-1000Z.
	133	VALVULAS EUROPEAS DE EMISION.

IIª PARTE

Pag.	3	INDICE.
	7	AMPLIFICADORES LINEALES, ¿MERECE LA PENA?.
	9	HABLEMOS DE DECIBELIOS.
	11	LINEAL DE 20 W.
	12	UN LINEALITO AL ALCANCE DE TODOS.
	14	AMPLIFICADOR LINEAL DE 125 VATIOS.
	16	AMPLIFICADOR LINEAL DE 0,5 KW. PEP.
	18	DESCRIPCION.
	20	AMPLIFICADOR LINEAL.
	21	- Puesta a punto.
	23	EL AMPLIFICADOR LINEAL Y LA FUENTE DE ALI-- MENTACION.
	27	- Fuente de alimentación.

- Pag. 34 AMPLIFICADOR LINEAL DE RF 350 W P.E.P.
36 - Ajuste.
- 38 UN LINEAL MAS.
- 41 SOLUCIONES PRACTICAS: UN AMPLIFICADOR LINEAL.
- 45 AMPLIFICADOR LINEAL PARA BANDAS BAJAS DE 1000 WATIOS PEP EN SSB.
- 48 UN AMPLIFICADOR LINEAL DE UN KW USANDO CUATRO 811A.
48 - Características de diseño del amplificador.
51 - Fuente de energía.
51 - Ajuste.
- 53 AMPLIFICADOR LINEAL BANDAS DECA-METRICAS, RELACION DE GANANCIA 1 A 10.
53 - Funcionamiento.
56 - Sintonización.
56 - Detalles a tener en cuenta.
- 57 AMPLIFICADOR LINEAL 1,2 KW.
57 - Descripción general.
57 - Detalles prácticos.
59 - Puesta en marcha y ajuste.
- 60 LOS ESQUEMAS DE CEFERINO. LINEAR AMPLIFIER R.F. DE EA4IH, MODELO HXL-ONE DE "HAMMAR-LUND".
- 64 AMPLIFICADOR 400 WATTS.
- 65 EFICAZ LINEAL SSB.
- 66 CONDENSADORES EN SERIE-DRENAJES.
- 68 PROTECCIONES AUTOMATICAS DEL PASO FINAL TRANSISTORIZADO.
- 71 AMPLIFICADOR SIMETRICO DE BANDA ANCHA CON TRANSISTORES.

- Pag. 74 UN LINEAL QRP PARA 20 METROS.
- 78 LINEAL QRP EN 14 MHZ.
- 80 LINEAL 100 VATIOS P.E.P. TRANSISTORIZADO PARA 20 METROS.
- 81 - Datos constructivos.
- 82 AMPLIFICADOR DE BANDA ANCHA DE 2 A 30 Mhz
200 W. PEP.
- 84 AMPLIFICADOR LINEAL BLU TRANSISTORIZADO.
- 84 - Amplificador de banda ancha, clase AB de
300 W. con transistores BLX 15.
- 85 - Transformadores y bobinas.
- 88 POTENCIA DE UN TRANSISTOR EN VATIOS.

IIIª PARTE

- Pag. 3 INDICE.
- 7 UN AMPLIFICADOR DE 90 W. PARA 2 M.
- 8 - El circuito.
- 8 - Datos de las construcción.
- 13 - Datos de trabajo.
- 15 120 WATIOS EN 144 Mc/s.

- Pag. 18 PASO LINEAL PARA TRANSMISOR PORTATIL DE 2 METROS.
- 20 FUENTE DE ALIMENTACION ESTABILIZADO Y AMPLIFICADOR LINEAL PARA RADIOTELEFONO PORTATIL DE LA BANDA DE 2 METROS.
- 24 AMPLIFICADOR LINEAL CON DOS 4X150, PARA 144 Mcs.
- 29 COMO CONSTRUIR UN AMPLIFICADOR LINEAL PARA 144 Mc/s. CON VALVULAS 4CX250R.
- 29 - Prueba de válvulas.
- 34 - Identificación de las válvulas.
- 37 - Soportes de válvulas.
- 37 - El circuito.
- 41 - Construcción del chasis.
- 47 - Construcción y preparación de algunos componentes.
- 52 - Colocación de componentes.
- 56 AMPLIFICADOR DE GRAN POTENCIA PARA 144 Mc/s.
- 61 PROCEDIMIENTO DE AJUSTE DEL AMPLIFICADOR LINEAL DESCRITO.
- 63 AMPLIFICADOR LINEAL DE 12-20 VATIOS PARA 144 MHZ.
- 65 AMPLIFICADORES DE VHF Y UHF PARA RADIO--AFICIONADOS.
- 65 - Pasos finales de VHF.
- 65 - Pasos finales de UHF.
- 65 - Circuitos para pasos finales de VHF.
- 68 - Construcción mecánica.
- 74 - Ajuste.
- 74 - Elementos de construcción de los pasos finales de VHF.
- 75 DOBLE TETRODO QQE 03/20.
- 75 - Introducción.
- 75 - Doble tetrodo QQE 03/20.
- 88 - Notas de utilización.

Pag.	90	- Empleo.
	90	- Amplificador con una QQE 03/20 sintonizable desde 225 a 400 Mc/s.
	91	- La QQE 03/20 como triplicadora en frecuencias de 1000 a 1500 Mc/s.
	92	- Circuito y características de trabajo de un triplicador para 333,3 - 1000 Mc/s.
	94	- Circuito y características de trabajo como triplicadora en 1200, 1300 y 1500 Mc/s.
	96	DOBLE TETRODO QQE 06/40.
	104	- Ajustes.
	104	- Blindaje.
	104	- Montaje.
	105	- Circuito.

Algunas consideraciones sobre los amplificadores de potencia

Por M. MICEII

Traducido y extractado de "Radio Rivista",
por JOSE L. ABEJHE RAMIREZ (EA 4 EW)
Comandante de Ingenieros

1. CIRCUITO AMPLIFICADOR CON UNA SOLA VALVULA

Este será normalmente el caso más frecuente en los pequeños equipos, motivo por el que va a ser examinado en primer lugar. La figura 1 representa una etapa amplificadora de potencia (A. P.) trabajando con la popular válvula 807. Obsérvese que para la polarización se emplea un sistema mixto, por medio de una pila seca de 22,5 V. y una resistencia en serie con el retorno de rejilla (R_{g_1}), que para la válvula utilizada deberá ser de un valor próximo a los 35.000 ohmios. La otra resistencia de 250 ohmios no tiene más papel que producir una caída de tensión que permita conectar en sus terminales un aparato de medida, como indicador de corriente de rejilla. En el esquema que venimos comentando, la tensión anódica deberá ser de un valor pró-

ximo a los 600 voltios, mientras que la de rejilla pantalla no deberá pasar de los 250 V. Con estos datos la corriente anódica, de reposo, será próxima a los 84 miliamperios, mientras que la de cresta ascenderá hasta el elevado valor de 420 miliamperios. La potencia de entrada será próxima a los 50 vatios y la corriente de rejilla, en los semiciclos positivos, de 2,25 mA.

Puede sustituirse la 807 del esquema por otra cualquiera de las válvulas que se disponga, si bien habrá que introducir algunas variaciones en los valores de R_{g_1} y en las tensiones de pantalla y ánodo. Manteniendo esta última constante, la de pantalla más adecuada, según el tipo de lámpara, puede encontrarse en la tabla I. En ella figura también el valor del coeficiente de empujamiento de las distintas válvulas.

TABLA I
Coeficientes de amplificación referidas a G_2 , de algunas válvulas de potencia

Válvula	V_{g_2} típica	Factor amplificación	Tipo
832 A	250	6,5	Doble tetrodo de haz electrónico.
6L6	200 a 300	8	Tetrodo a haz electrónico.
707	250 a 300	8	Tetrodo a haz electrónico.
829 A	200 a 225	9	Doble tetrodo a haz electrónico.
813	300 a 400	8,5	Tetrodo a haz electrónico.
PE 06/40	250 a 300	5,5	Pentodo.
PE 1/80	250 a 350	3,9	Pentodo.
PB 2/500	300 a 400	6,2	Pentodo.

2. AMPLIFICADORES CON VALVULAS EN PARALELO

Los circuitos con válvulas en paralelo no difieren de los normales (fig. 2); conviene tener presente que:

— La corriente y potencia son casi dobles, mientras las tensiones no cambian.

— La impedancia que presentan las dos válvulas en paralelo es la mitad de la impedancia que presenta una sola válvula; de aquí se tiene que si, por ejemplo, se quiere que el "Q" del circuito re-

— Como la corriente de rejilla es doble, la resistencia de polarización se dividirá por dos.

— La potencia requerida del circuito excitador será doble.

El funcionamiento de las válvulas en paralelo hace necesarias ciertas precauciones, ya que es fácil que puedan presentarse oscilaciones parásitas. Como las capacidades internas son mayores, la frecuencia límite de trabajo será más baja.

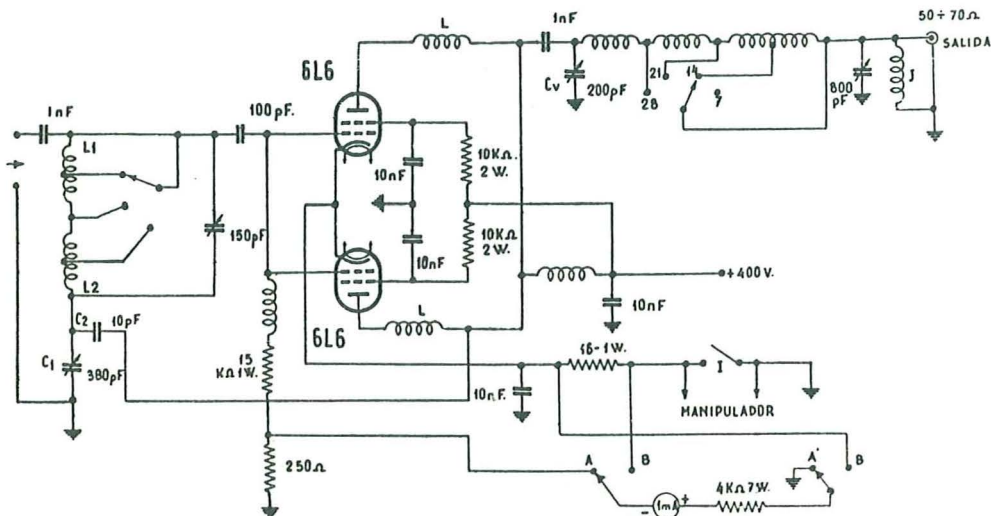


Fig. 2.—Esquema eléctrico de la etapa amplificadora de potencia con dos tetrodos de haz electrónico 6L6 en paralelo. Todos los condensadores fijos de 1 a 10 nF son cerámicos de disco. Los datos constructivos de las bobinas están reseñados en la tabla C. Las condiciones de trabajo (en carga) para dos válvulas se dan en la tabla D.

sonante de rejilla permanezca invariable, deberá disponerse de un condensador variable de capacidad doble y reducir proporcionalmente la bobina unida a dicho circuito.

—La resistencia de carga se reduce a la mitad, motivo por el cual será preciso disponer en el circuito oscilante anódico un condensador más grande y una auto-inducción más pequeña de la que se precisaría para una sola válvula del mismo tipo y en iguales condiciones.

Por estos motivos el montaje con válvulas en paralelo no goza mucha popularidad entre los OM, aun cuando recientes equipos industriales presentan montajes de hasta cuatro válvulas en paralelo, para frecuencias que llegan a 21 Mc/s.

3. AMPLIFICADORES CON VALVULAS EN OPOSICION

Un amplificador simétrico típico está representado en la figura 3.

TABLA C (Fig. 2)

Bobina	Espiras	Ø hilo en mm.	Ø bobina en mm.	Long. del arrollamiento	Toma en la espira
L ₁ -L ₂	Véase la tabla B				
L ₃	3	1,6	25	12 mm.	
L ₄	4	1,6	25	12 mm.	
L ₅	8	1,2	50	18 mm.	3. ^a en la unión con L ₄ .

TABLA D (Fig. 2)

Tensión en voltios	Corriente en mA.	
400	180	Placa.
320	18	Rejilla pantalla.
— 60	4	Rejilla 1.

TABLA E (Fig. 3)

Bobina	Gama de 40 m.		Gama de 20 m.		Gama de 15-10 m.			Ø		Notas
	Espiras	Diám. Hilo	Long. arroll.	Espiras	Diám. hilo	Long.	Espiras	Diám. Hilo	Long.	
L ₁	4	0,8	5 — 6 mm.	3	0,8	5 mm.	2	1	5 mm.	link móvil Ø 38 al centro de L ₂ .
L ₂	20	0,8	4 cm.	10	1	4 cm.	5	1	4 cm.	devanadas en 2 secciones separadas 1 cm.
L ₃	20	1,5	6 cm.	12	1,8	4 cm.	6	2	2.5 cm.	50 Espiras espaciadas un diám.
L ₄	4	2	1 cm.	3	2		2	2		60 Bobinada en el centro de L ₃ (externa).

TABLA F (Fig. 3)

Tensión en voltios	Corriente en mA.	
750	200	Placa.
250	9 — 12	Pantalla.
— 45	4 — 6	Rejilla.

Además de la simetría del montaje y del balanceamiento estático, suele también emplearse un montaje de circuitos oscilantes simétricos, en los que los centros de L1 y L2 están realmente al potencial de masa, con relación a la RF. Esto se consigue empleando condensadores dobles y haciendo el acoplamiento entrada y salida mediante "links" al centro

que la de entrada, sintonizando, sencillamente, el circuito oscilante de placa sobre uno de tales armónicos.

Puesto que la amplitud de los componentes armónicos de la corriente anódica son inferiores al que posee la fundamental, la potencia útil de un multiplicador será menor, y precisamente se tendrá alrededor de un 65 por 100 para los

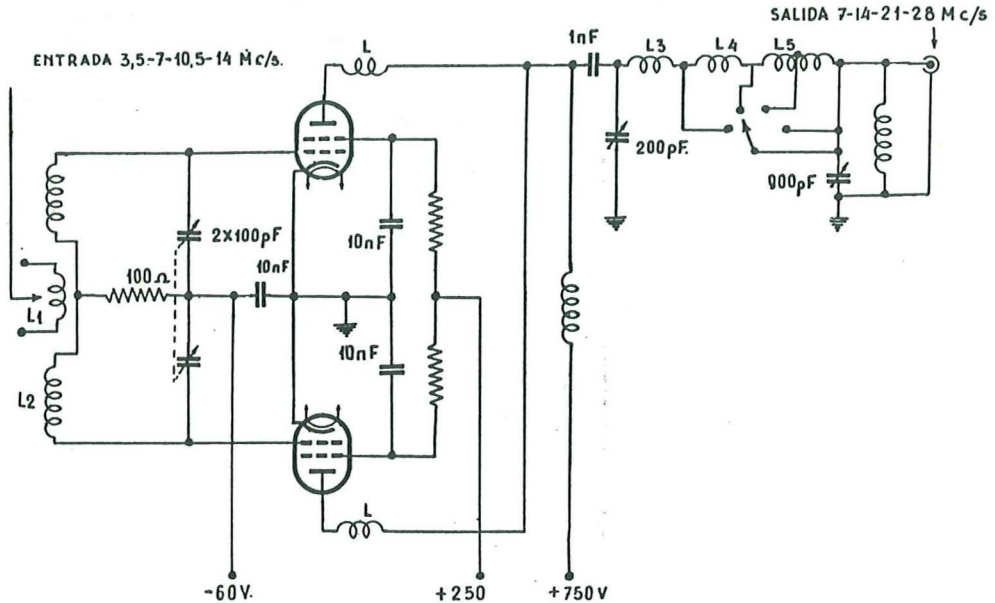


Fig. 4.—Esquema eléctrico de paso amplificador de potencia con dos tetrodos 807 en "push-push". En la tabla G se pueden ver los datos constructivos de las bobinas y las condiciones de trabajo de las válvulas en la tabla H. Los condensadores de 10 nF serán cerámicos de disco.

de la bobina. Otros tipos de circuitos, frecuentemente reproducidos en revistas y manuales, no son aconsejables, ya que, faltando la simetría, se pierden algunas de las mayores ventajas del paso en contrafase.

4. MULTIPLICADOR DE FRECUENCIA.

Siendo los impulsos de corriente anódica muy ricos en armónicos, es posible realizar multiplicadores cuya frecuencia de salida sea doble, triple o cuádruple

dobladores, y un 40 por 100 para los triplicadores, con relación a la potencia disponible sobre la fundamental. Esta circunstancia debe tenerse en cuenta, con respecto a la potencia disipable en el ánodo. Al seguir el cálculo para el funcionamiento como multiplicador, debe tenerse en cuenta que la corriente anódica realiza más oscilaciones durante el tiempo en el que el potencial alterno de rejilla realiza una sola, pero los valores de tensión máxima anódica y tensión mínima anódica no varían, y ello

supone un aumento de la resistencia de carga del orden de 3/2 para los duplicadores y 5/2 para los triplicadores.

Un multiplicador requiere siempre mayor potencia del excitador que un paso amplificador. Esta es una de las razones principales por las que no es conveniente ir más allá del tercer armónico y, además, se aconseja emplear para este menester válvulas de rejilla pantalla con "elevada sensibilidad de potencia" del tipo de la 6AG7, EL84, 6DQ6A, etc.

Volviendo a la 807 del párrafo 1, puede decirse que, conservando invariables las condiciones generales, pero duplicando la tensión de excitación de rejilla, se tiene un buen funcionamiento como doblador, si bien las relaciones de potencia resultan disminuidas:

Potencia de salida: $33 \times 0,65 = 22$ vatios útiles.

Disipación: $50 - 22 = 28$ W. a disipar.

Para el rendimiento en tercer armónico, el ángulo de circulación deberá ser de 80 a 90 grados y la polarización deberá descender hasta -300 voltios.

La potencia de entrada debe ser limitada a 42 vatios, porque habiéndose reducido el rendimiento, se tendrán solamente 12 W. útiles y se deberán disipar 30 W.

El circuito en contrafase no se presta bien a ser empleado como multiplicador de armónicos pares y se emplea especialmente como triplicador, pero del paso simétrico se deriva un interesante circuito llamado "Push-push", visible en

la figura 4, y que tiene óptimas condiciones como doblador y cuadruplicador, aunque, naturalmente, no puede ofrecer rendimiento en onda fundamental. En este circuito, como se ve, las rejillas están en oposición, mientras los ánodos están unidos en paralelo. Cada válvula funciona en las mismas condiciones que un amplificador normal, pero al estar los ánodos en paralelo, el circuito oscilante de salida recibe dos impulsos de carga por cada senoide completa de la señal de entrada.

TABLA H (Fig. 4)

	Tensiones en voltios	Corrientes en mA.
Placa.	750	180
Pantalla.	250	12
Rejilla.	— 60	4

Como es natural, este circuito deberá poseer el tanque LC de placa, sintonizada sobre el segundo armónico de la señal aplicada a la rejilla. De este modo se obtiene la duplicación de frecuencia con alto rendimiento. El amplificador, respecto a la salida, se considera como si las dos válvulas estuvieran en paralelo y es válido todo lo dicho en el párrafo 2.

En la entrada las válvulas se consideran, por el contrario, en oposición, y es válido todo lo dicho en el párrafo 3. Haciendo trabajar las válvulas con una polarización mayor se obtiene un cuadruplicador de frecuencia cuyo rendimiento es próximo al 50 por 100.

TABLA G (Fig. 4)

Bobina	Gama 7 y 10,5 Mc/s.	Gama 20 m.	Gama 15 m.	Gama 10 m.
L ₁	"Link" al centro de L ₂ 8 esp. Ø 50 de hilo Ø = 1 mm.	Ver L ₁ (40) de la fig. 3.		
L ₂	38 espiras de hilo Ø = 0,7 sin separación so- bre D = 40 mm.	Ver L ₂ (40) de la fig. 3.		
L ₃				Ver L ₃ de la fi- gura 2.
L ₄			Ver L ₄ de la fi- gura 2.	
L ₅	Ver L ₅ de la fig. 2.			

5. PROCEDIMIENTO PARA HACER ESTABLE EL FUNCIONAMIENTO DE LOS AMPLIFICADORES

Los amplificadores tienen tendencia a comportarse como osciladores del tipo Armstrong, si hay un pequeño acopla-

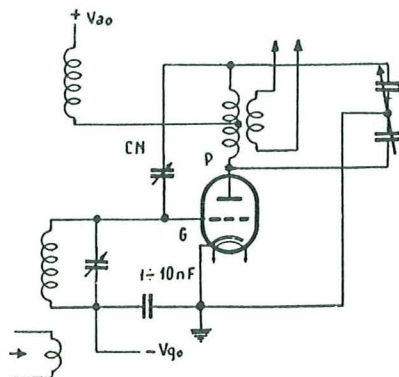


Fig. 5.—Neutralización por simetría del circuito de placa.

miento entre placa y rejilla. Tal acoplamiento puede ser exterior a la válvula o puede producirse también en el interior de la misma, tanto si se trata de un triodo como de un tetrodo. Son, pues, oscilaciones parásitas, que a veces se manifiestan cuando las conexiones y los retornos tienen una autoinducción tal que pueda favorecer elevaciones de potencial apreciable en altísima frecuencia.

A) **Amplificadores a triodo.**—La capacidad de rejilla-placa de los triodos debe ser siempre neutralizada. Se obtiene esto llevando la señal de la placa a la rejilla en oposición de fase respecto a la que fluye a través de la capacidad interna C_{pg} (fig. 6). Los esquemas más usados para los triodos son los de las figuras 5 y 7. En ambos casos uno de los dos circuitos resonantes es simétrico, y el centro está al potencial de masa por lo que concierne a la RF.

La neutralización viene obtenida regulando convenientemente el condensador de neutralización CN, que aparece en ambas figuras.

La capacidad de CN es generalmente un poco mayor que la capacidad rejilla ánodo de la lámpara, pues hay que tener en cuenta también las conexiones externas del zócalo.

TABLA II

Capacidad rejilla-ánodo de algunos triodos y tetrodos

Válvula	C_{ga}	Tipo
100 TH	2 pF	Triodo.
811	5,5 pF	Idem.
812	5,3 pF	Idem.
809	6,7 pF	Idem.
8005	5 pF	Idem.
6L6	1 pF	Tetrodo a haz electrónico.
807	0,2 pF	Idem id.
813	0,2 pF	Idem id.
6AQ5	0,35 pF	Idem id.

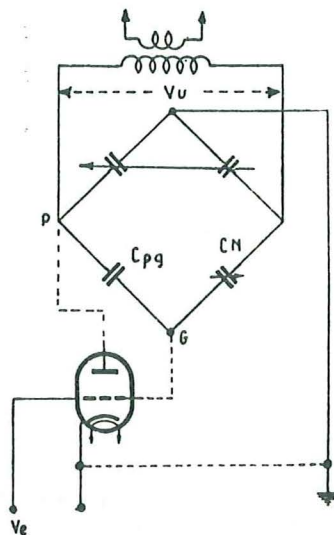


Fig. 6.—Circuito equivalente al de la figura 5, con el puente de capacidad que viene equilibrado con la regulación de CN. Como se ve, mientras la señal de salida (V_u) se desarrolla de modo simétrico sobre una diagonal del puente, la señal de entrada es aplicada entre la rejilla y cátodo (masa) sobre la diagonal opuesta del puente. Cuando el puente está en equilibrio, las dos diagonales se influyen el mínimo posible una con otra.

B) **Amplificadores con rejilla pantalla.**—También los amplificadores de rejilla pantalla pueden requerir la neutralización, pero dada la pequeña capacidad

lizarse el cable microfónico desprovisto de la funda externa). La bobina va orientada de modo que las oscilaciones se amortigüen, pues de otra manera la

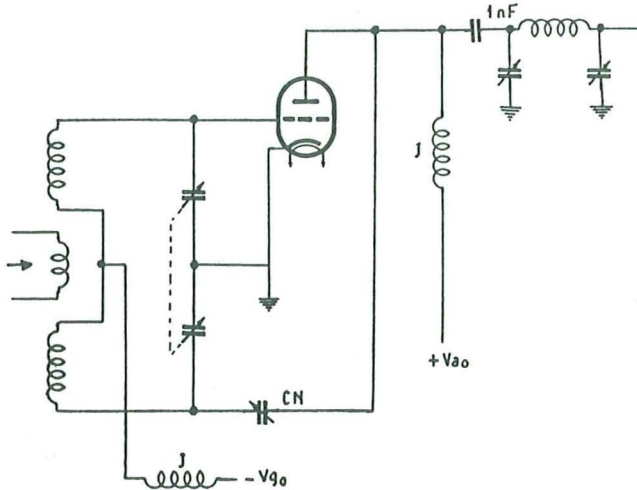


Fig. 7.—Neutralización por simetría del circuito de rejilla. El esquema equivalente del puente es el mismo de la figura 6, pero deben considerarse cambiadas la entrada con la salida y la placa con la rejilla.

en juego, los esquemas anteriores no son aptos para este menester. En la figura 1 se informa sobre el sistema de neutralización conveniente para un tetrodo, que es el de un "link" mediante las bobini-

oscilación parásita sería aún más intensa.

En la figura 8 se ve un sistema mixto, que da buenos resultados; acoplando muy exactamente LN, que debe ser tam-

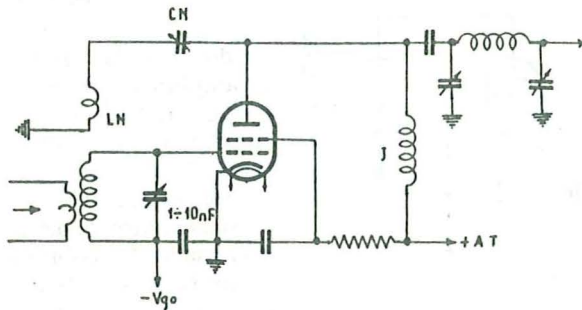


Fig. 8.—Neutralización inductiva-capacitiva

tas L3 y L6, pudiendo venir el retorno conectado a través de masa. Para este menester se pueden emplear cables trenzados recubiertos de plástico (puede uti-

bién orientada en el sentido justo, la regulación definitiva debe conseguirse actuando sobre CN.

En la figura 9 puede verse uno de los

más modernos métodos de neutralización para tetrodos y pentodos. Para efectuar la neutralización se pueden hacer variables indistintamente C_1 y C_2 , pero es más económico hacer C_1 fijo.

Se obtiene la neutralización completa cuando la relación C_2/C_1 iguala a la C_{pg}/C_{gk} ; en la cual C_{pg} = capacidad rejilla ánodo; C_{gk} = capacidad rejilla

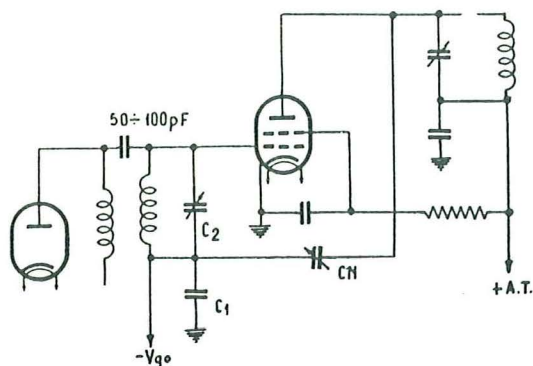


Fig. 9.—Neutralización por divisor capacitivo

cátodo. Como valor total para tales capacidades hay que tener en cuenta también algunas capacidades parásitas externas, y en el caso del acoplamiento al excitador con el método de la figura 9, a la C_{gk} viene a sumarse también la ca-

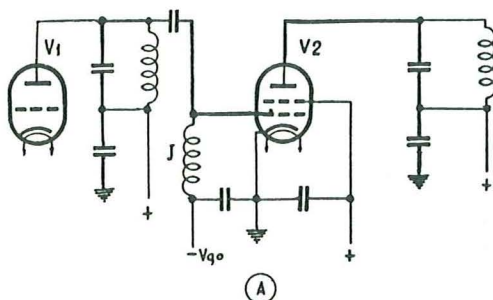


Fig. 10.—Circulación de corrientes parásitas de F. U. E. entre los conductores señalados en trazo grueso y masa.

pacidad de salida del paso excitador. En el caso que C_2 hubiese de alcanzar un valor poco conveniente, se puede aumen-

tar o disminuir C_1 a fin de encontrar una relación adecuada.

C) **Amplificadores en contrafase.**— Los amplificadores simétricos se neutralizan fácilmente con la neutralización cruzada, tal como se ve en la figura 3. Esta neutralización sirve tanto para los triodos como para las válvulas de rejilla pantalla; sin embargo, con estas últimas puede también usarse la neutralización a "link" poniendo las dos bobinitas en el centro de las autoinducciones de placa y rejilla.

D) **Oscilaciones parásitas de altísima frecuencia.** — La neutralización impide las oscilaciones parásitas en la frecuencia de trabajo, pero pueden manifestarse igualmente otras oscilaciones en la gama de F. U. E.

Las líneas en trazo grueso de la figura 10 muestran uno de los caminos pre-

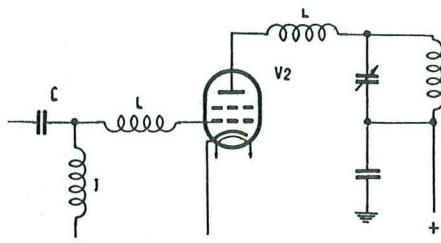


Fig. 11.—Las capacidades exteriores e interiores de la válvula forman fácilmente circuitos resonantes en F. U. E.

feridos por las oscilaciones de F. U. E. en amplificadores de onda corta. Por otra parte, también con el acoplamiento a "link" entre el paso excitador y final no falta el camino para cerrar el circuito oscilante de F. U. E.

En la figura 11 se muestra el remedio más usado. La bobinita L del circuito de rejilla se pone solamente si es indispensable y, al contrario de lo que normalmente se hace, se suelda otra al terminal de placa. En cualquier caso, se trata de eliminar tales oscilaciones con el mínimo valor inductivo de L .

Generalmente L está formada por 5 ó 10 espiras espaciadas, de hilo de 1 mm.

arrollado al aire y con un diámetro de bobina de unos 6 mm.; también usan algunos OM resistencias de 10 ohmios, con 5 a 10 espiras de hilo de 0,5 mm. Si se necesita la bobina de rejilla se hace de unas características iguales a la de placa.

E) Oscilaciones parásitas de onda larga.—Pueden manifestarse cuando se emplean bobinas de choque de algunos mH en los circuitos de rejilla y de placa balanceados—o sea con condensador doble—como en el caso del amplificador simétrico. Por esta razón, en el esquema

sus 12.º y 15.º armónicos, si en el circuito se encuentran elementos aptos para resonar sobre estos débiles componentes. Esto ocurre con gran facilidad, porque también las conexiones muy cortas presentan una autoinducción suficiente para resonar con capacidades parásitas.

En la figura 12 puede verse un caso típico: el circuito del amplificador se presenta como en A, pero para el armónico de F. U. E. toma el aspecto del circuito equivalente a 12 B. La bobina normal tiene una reactancia tan elevada que es

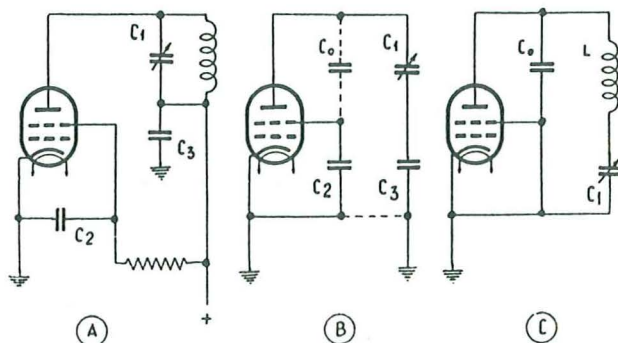


Fig. 12

de la figura 3 se ha preferido insertar, en lugar de la bobina de choque, las dos resistencias de 100 ohmios de los circuitos de ánodo y pantalla. La misma misión tiene la resistencia de 100 ohmios en el esquema de la figura 4.

Nota: Los multiplicadores de frecuencia no requieren neutralización porque la salida y la entrada resuenan a distintas frecuencias, y por ello no hay posibilidad de que funcionen como osciladores Armstrong, pero pueden ser origen de oscilaciones parásitas y, en tal caso, pueden emplearse los procedimientos señalados en los apartados D) y E) para evitarlas.

6. INTERFERENCIAS A LA T. V.

Un amplificador en clase C puede provocar también interferencias mediante

como si no estuviese en paralelo con C_1 , pero la autoinducción de los hilos de conexión no es despreciable y también la reactancia de la capacidad de salida de la válvula, C_o , presenta un valor considerable. El circuito, de esta manera, se transforma en el de 12 C., y, variando C_1 , hay la posibilidad de sintonizar, más o menos, las perturbaciones dentro del canal de T. V.

De estas consideraciones es necesario sacar una enseñanza: la L de la figura 12 C debe ser reducida al mínimo, aunque no se pueda llegar a suprimir. Como la tal L no es la bobina normal, sino que representa la autoinducción de los conductores y del retorno, es preciso hacer los unos y los otros muy cortos y de gran sección. De la placa al condensador C_1 se emplea una lámina de cobre; el re-

torno de C_1 al cátodo debe hacerse de preferencia a través del chasis—por su gran superficie—en lugar de hacerlo con un hilo aislado.

Todavía hay otros inconvenientes: como se ve en la figura 13, en serie con el

clandestino puede encontrarse en serie como en la figura 13 A, pero puede estar también en uno de los varios puntos marcados con X en el esquema de la figura 13 B.

La solución consiste en hacer un aná-

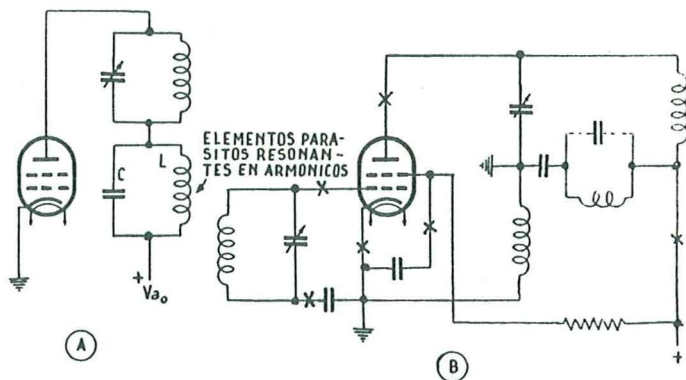


Fig. 13.—Las resonancias en uno de los puntos marcados con X pueden proporcionar serios disgustos.

circuito oscilante normal puede presentarse otro circuito oscilante “clandestino” CL que produce armónicos en un canal de T. V.; tales elementos parásitos resonantes sobre los 60 Mc/s. o alrededor pueden reforzar el armónico 35 más allá de los 50 dB., lo que significa un incremento de potencia de 3.000 a 400.000 ve-

lisis muy preciso del propio amplificador mediante el “grip-dip-meter”, eliminando la causa de la resonancia, y también variando las conexiones y la disposición del circuito. Los condensadores de fuga de mica no son aconsejables por presentar también una gran autoinducción interna resonando con los ter-

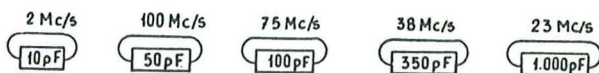


Fig. 14.—Los pequeños condensadores de mica con cubierta de baquelita tienen una autoinducción apreciable. Con los terminales en cortocircuito forman circuitos resonantes que varían según la capacidad y dimensiones, la longitud y la disposición de los terminales, los cuales no van colocados de tal modo que constituyan una espira como en la figura. Tales condensadores no son, por tanto, siempre un buen “paso” para frecuencias superiores a los 20 Mc/s. (Nota: 2 Mc/s quiere decir 200 Mc/s)

ces, y entonces los televisores se bloquean en un amplio margen (pues en esta frecuencia están los canales A y B de la T. V.)... ¿Y quién tiene la culpa de esto?... Pues un pedacito de hilo de 10 centímetros de largo en compañía de una capacidad parásita. Este circuito

minales en cortocircuito, como se indica en la figura 14.

Los condensadores cerámicos de disco son preferibles a cualquier otro tipo de condensador. Entre cátodo y masa puede presentarse un circuito parásito de lo más insidioso. Es conveniente entonces

unir directamente el cátodo a la masa en el mismo zócalo y conectar todos los retornos a este punto. Las "trampas" contra las oscilaciones parásitas de F. U. E. pueden por sí solas formar un buen circuito resonante; en el caso de que esto ocurra hay que modificarlas en forma apropiada.

Todas las conexiones de un amplificador son críticas, pero las retornos al cátodo son los que más fácilmente pueden crear perturbaciones: por ejemplo, la mayor parte de las válvulas tienen los terminales del cátodo accesibles bajo el chasis, mientras la placa, y tal vez la rejilla, están en la parte superior; el condensador C3 de la figura 12 A puede ser colocado bajo el chasis. Si las conexiones de masa están sobre el chasis, la corriente de RF recorre las dos caras de la lámina para poder cerrar el circuito.

Esta es una de las situaciones que favorece la inestabilidad y la resonancia en F. U. E. Es mejor poner el condensador C3 sobre el chasis y llegar al cátodo mediante una lámina de cobre aislada que atraviesa el chasis pasando por un ancho agujero. No es aconsejable usar malla de cobre en lugar de la lámina.

Con estas breves notas no creemos haber tocado en toda su extensión el serio problema de la eliminación de interferencias en la T. V.; sin embargo, hemos examinado los problemas fundamentales de la reducción de armónicos. A este respecto los OM deben convencerse que el amplificador en clase C tiene una gama infinita de corrientes espúreas que circulan especialmente entre la placa y el cátodo; el problema de la reducción de armónicos consiste, pues, en NO CREAR RESONANCIAS QUE PUEDAN PROVOCAR TALES CORRIENTES, EN GENERAL, DEBILES.

La T.V.I. se reduce también impidiendo la salida del transmisor de las emisiones perturbadoras. Las vías por las que tales perturbaciones pueden salir son numerosísimas, siendo una de las principales la línea de unión a la antena.

Recordemos que no existe transmisor sin armónicos y que la adopción de ángulas de circulación de la corriente anódica, próximos a los 180°, reduce no poco la intensidad de las corrientes de frecuencia mucho mayor que la fundamental.

7. MANIPULACION TELEGRAFICA DEL EMISOR

La modulación tipo A1 se efectúa manipulando por interrupción la emisión del transmisor. La brusca apertura y cie-

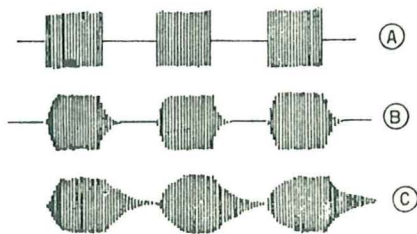


Fig. 15.—Impulsos de modulación tipo telegráfica (A₁).

rra del circuito lleva consigo transitorios que perturban las frecuencias próximas a la de trabajo. En la figura 15 A puede verse la representación de la onda cuadrada debida a tres puntos consecutivos, que puede descomponerse en una serie infinita de armónicos que son punto de origen de los fastidiosos "clicks".

Tales "clicks" pueden reducirse mediante un circuito en el cual la corriente tenga un aumento y una caída suave, en tal caso la forma de la señal es parecida a la dibujada en 15 B. Si el circuito amortiguador "dulcifica" la rápida iniciación y el brusco fin de la señal se tendrá una forma de onda como la de 15 C, pero en tal caso la manipulación es poco comprensible. Por lo tanto, el problema consiste en encontrar tales elementos para el circuito que permitan "modelar" la señal brusca de 15 A de tal modo que tome la forma de la figura

15 B. En la figura 16 se indican los procedimientos más corrientemente empleados para la reducción de clicks: en la 16 A se emplea un condensador de 1.000 a 10.000 pF; este circuito difícilmente satisfará por completo. En 16 B se añade una bobina de choque de 2,5 mH, cons-

racterísticas de funcionamiento de la etapa manipuladora, de las corrientes en juego y también de las constantes de tiempo del circuito de rejilla. De cualquier modo, es oportuno hacer notar que los condensadores y autoinducciones demasiado grandes dan a la señal la for-

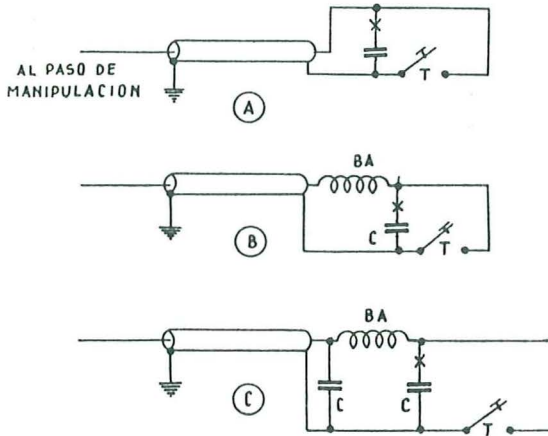


Fig. 16

tituyéndose de este modo un filtro en "L" que puede perfeccionarse transformándolo en un filtro en "pi" de mayor eficiencia (16 C).

En cualquier caso, el filtro debe ser colocado entre el manipulador y la conexión al transmisor, que debe hacerse con cable apantallado; en el caso de que se observen pequeñas chispas entre los contactos del manipulador, debe colocarse una resistencia de 10 a 100 ohmios en el punto indicado con X.

Los filtros indicados hasta ahora son especialmente aptos para pequeñas corrientes; cuando se trata de válvulas de una potencia de algunos vatios, se presta mejor a este propósito el sistema de la figura 17. En este montaje, C1 puede estar comprendido entre 0,5 y 4 microfarradios, C2 puede valer 10.000 pF, mientras L tendrá una autoinducción de 0,5 a 2 H. Estos valores se dan a título de orientación, pues dependerán de las ca-

ma de la figura 15 C, que debe ser evitada en todos los casos.

Otro defecto de la manipulación es el "pio-pio" producido por inestabilidad de la frecuencia. La manipulación sobre os-

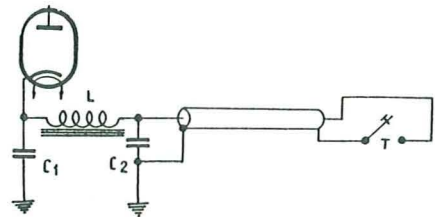


Fig. 17

ciladores no gobernados por cristal es casi imposible. Por lo tanto, en los transmisores sencillos conviene efectuar la manipulación sobre el paso amplificador, pero esto no quiere decir que en esta situación el "pio-pio" se elimine, puesto que puede suceder que las variaciones de

carga producidas en la manipulación hagan variar la tensión anódica del oscilador. El "pio-pio", en este caso, tiene

las descargas mortales que pueden producirse, si el manipulador no está cerrado, tocando la barra metálica cuando el

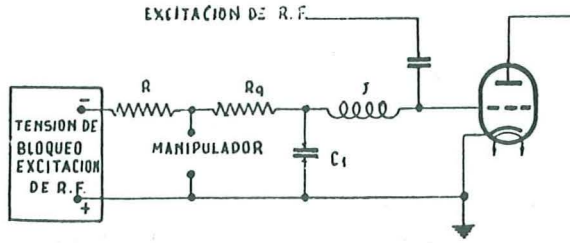


Fig. 18

el mismo origen que la modulación de frecuencia que a veces acompaña a la de amplitud en algunos emisores de "novato". Usando también una fuente de alimentación separada y estabilizada para el OFV, puede presentarse el deslizamiento de frecuencia durante la manipulación. Esto ocurre con gran facilidad si el paso manipulado es el que sigue inmediatamente al oscilador. En estas circunstancias, las variaciones de frecuencia son provocadas por los cambios de la resistencia de carga, que representa la etapa amplificadora manipulada.

pomo no está unido a masa. En este caso debe usarse un relé de manipulación que

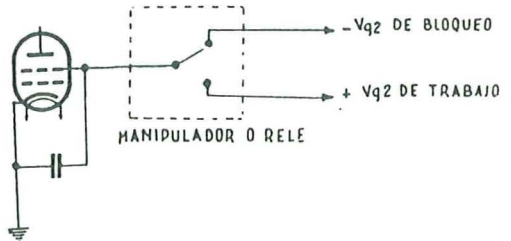


Fig. 19

interrumpa la emisión aplicando a la rejilla un fuerte potencial negativo, como

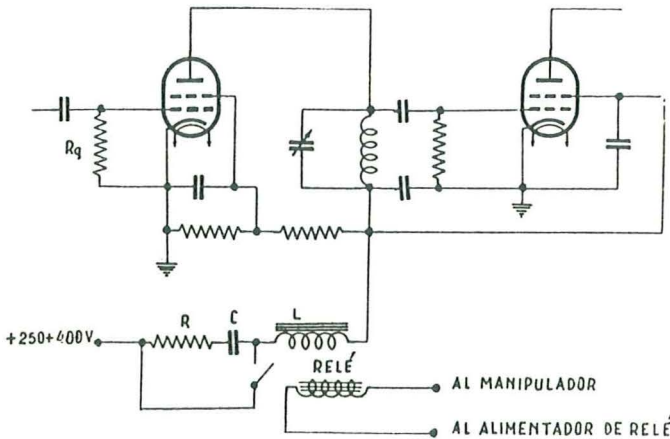


Fig. 20

Al manipular el circuito de cátodo de un amplificador cuya tensión anódica es más bien alta, es preciso estar atento a

puede verse en la figura 18. Rg es el escape normal, mientras R vale de 5 a 20 veces más. La tensión de bloqueo debe

ser de algunos centenares de voltios, lo que resulta incómodo.

La manipulación por interrupción en la rejilla pantalla se hace insertando el manipulador en el circuito de este electrodo, empleando un manipulador de doble contacto, de modo que cuando la barra esté en la posición de reposo, en la rejilla pantalla haya un cierto potencial negativo (fig. 19). Para la 807 hacen falta unos 50 voltios negativos para conseguir el corte, a menos que la rejilla de mando no tenga una fuente de polarización fija.

Una manipulación de óptimas características se obtiene manipulando la re-

jilla pantalla del paso final y del excitador (fig. 20). Esto se obtiene con facilidad cuando la rejilla pantalla del final y la placa del excitador u oscilador trabajan al mismo potencial.

El "redondeo" de la señal con eliminación de los clicks depende de L, C y R. L puede ser representada por el secundario de un transformador de salida para altavoz; C, a título de orientación, puede ser de 0,1 nF; R va de los 50 a los 100 ohmios. El uso del relé es aconsejable y debe colocarse un filtro entre los contactos del mismo; en los del manipulador basta un simple condensador como el de 16 A.

Los tres circuitos fundamentales de la válvula electrónica

Por H. SCHREIBER

Traducido de "Toute la Radio"
Por E. SABATER CESTER (EA 3 JK)

Basado en extractos de un curso del Instituto Superior de Electrónica de París, el autor, dentro del presente artículo, comenta el establecimiento de conceptos y cálculos fundamentales con gran número de ejemplos prácticos de aplicación que explican, de forma clara, el funcionamiento de cada circuito integrante de un motaje electrónico.

En la mayor parte de los casos se aplica una tensión alterna a la rejilla de una válvula y la obtenemos amplificada en el circuito de placa. En este caso, el cátodo es común a los circuitos de entrada y salida (fig. 1). Se puede

Circuito con cátodo común.—El circuito más conocido y por tanto el más utilizado es el que la rejilla y la placa son los electrodos de entrada y de salida, respectivamente. Vamos a recordar sólo sus principales propiedades. Un esquema

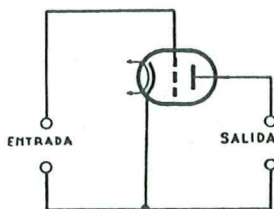


Fig. 1

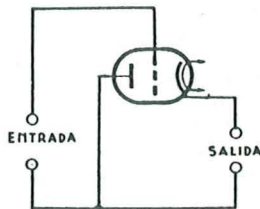


Fig. 2

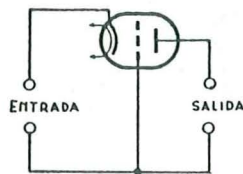


Fig. 3

Fig. 1.—Principio del circuito cátodo común. Fig. 2.—Principio del circuito placa común (amplificador catódico). Fig. 3.—Principio del circuito rejilla común.

obtener igualmente la tensión amplificada sobre el cátodo y entonces es la placa el electrodo común (fig. 2). Este circuito es llamado "amplificador o seguidor catódico". Finalmente la señal se puede aplicar al cátodo y obtenerla amplificada en la placa, siendo la rejilla la que en este caso es común para ambos circuitos de entrada y salida (fig. 3).

práctico del circuito nos lo muestra la figura 4. La polarización se obtiene por la resistencia R_k , a través de la cual la corriente de cátodo provoca una caída de tensión, y se calcula de tal forma que dicha caída sea igual al potencial de rejilla en estado de reposo para la clase de funcionamiento que de la lámpara se escoja. Para evitar que la resis-

tencia de cátodo introduzca cierta contrarreactión se la deriva con un condensador de alta capacidad y por tanto reactancia despreciable.

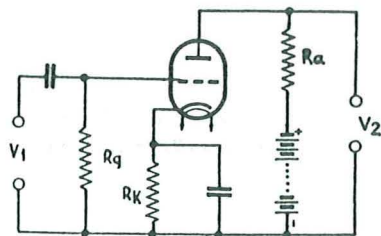


Fig. 4

Fig. 4.—El circuito generalmente más conocido es aquel donde la señal a amplificar se aplica entre rejilla y cátodo, siendo obtenida la tensión de salida entre cátodo y placa. El electrodo común es el cátodo.

Si llamamos S a la pendiente de la válvula utilizada y ρ a su resistencia interna, la ganancia en tensión de la etapa se obtiene por la fórmula

$$A = \frac{S \cdot R_a \cdot \rho}{R_a + \rho}$$

y la pendiente dinámica viene dada por

$$S' = \frac{S}{1 + R_a \rho}$$

Igualmente puede encontrarse una resistencia interna dinámica que es la de la totalidad del circuito cuando se observa desde sus bornas de salida. Esta resistencia interna dinámica corresponde al resultado de combinar la resistencia interna de la válvula, en paralelo con la resistencia de carga R_a .

$$R_i' = \frac{R_a \rho}{R_a + \rho}$$

No hay que confundir estas dos resistencias internas con la resistencia en corriente continua V_a/I_a que presenta el circuito entre las bornas de su alimentación.

Por último, es también interesante conocer la resistencia que opone el circuito al manantial de tensión de gobierno o tensión de entrada; en el caso de montaje con cátodo común, esta resistencia de entrada es igual a la de escape de rejilla.

$$R_e = R_g$$

Para calcular las características de un circuito no es suficiente aplicar las fórmulas, sino, además, tener en cuenta los límites físicos de su validez. Así, no se puede dar un valor excesivamente elevado a la resistencia de escape de rejilla, no pudiendo sobrepasar en la mayoría de válvulas de un valor de un megohmio. Por otra parte, la amplitud de la tensión de salida no puede tampoco pasar de un valor bien definido: por un lado está limitada por la tensión de alimentación V_b , y por otro por la tensión residual V_d , o sea la diferencia de potencial entre placa y cátodo a polarización nula. El valor punta a punta de la señal de salida no puede sobrepasar la diferencia $V_b - V_d$; si se trata de onda sinusoidal su valor eficaz será siempre inferior a

$$V_2 \text{ max.} = \frac{V_b - V_d}{2\sqrt{2}}$$

Finalmente, no debe excederse de los valores máximos que el constructor de la válvula indica para la disipación de placa, corriente de cátodo, etc.

CIRCUITO CON PLACA COMUN (Amplificador catódico.)

La figura 5 representa una realización práctica de este circuito. La resistencia de carga R_k está calculada al objeto de obtener una polarización de rejilla co-

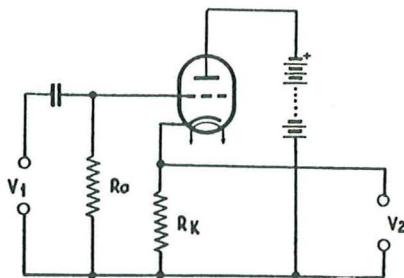


Fig. 5

Fig. 5.—Siendo la impedancia del manantial de alimentación despreciable, la placa constituye el electrodo común para las tensiones de entrada y salida.

recta. A menudo se prefiere el uso de resistencias de carga más elevadas y se llega al circuito de la figura 6. En los siguientes cálculos va a admitirse que la resistencia R_k es elevada con relación a la de polarización R_p . Lo que equivale

a prescindir de ella y suponer que la resistencia de escape de rejilla va unida entre ésta y el cátodo (fig. 7).

Ganancia de tensión.—Siguiendo el esquema de la figura 7, la corriente de cátodo viene dada por

$$I_k = S \cdot V_g = \frac{V_2}{R_k} \quad [1]$$

como:

$$V_1 = V_g + V_2 \quad (\text{figura 7})$$

deducimos que la tensión entre rejilla y cátodo es igual a la diferencia entre las tensiones de entrada y salida.

$$V_g = V_1 - V_2 \quad [2]$$

Combinando las fórmulas [1] y [2] se obtiene para la ganancia en tensión la expresión:

$$A = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{\frac{1}{S \cdot R_k} + 1}$$

Véase que la ganancia es siempre inferior a la unidad, acercándose tanto más a este límite cuanto mayor es la pendiente de la válvula. Para altos valores de R_k hay que tener en cuenta la resis-

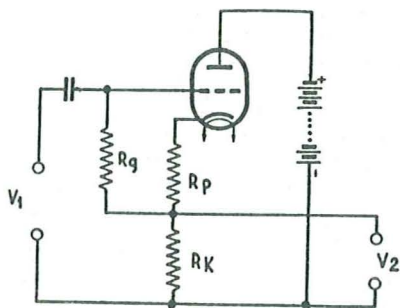


Fig. 6.

Fig. 6.—Polarización automática en un amplificador cátodico.

tencia interna de la válvula, y la ganancia sería entonces:

$$A = \frac{S \cdot R_k}{1 + R_k/\rho + S \cdot R_k}$$

Resistencia interna.—Para determinar la resistencia interna del circuito ima-

ginemos dos casos. En el primero se hace $R_k = \infty$, de donde

$$\begin{aligned} V_2 &= V_g & y \\ I_k &= 0 \end{aligned}$$

En el segundo se deja $R_k = 0$, de donde

$$\begin{aligned} V_2 &= 0 & y \\ I_k &= S \cdot V_g \end{aligned}$$

Por las variaciones de tensión y corrien-

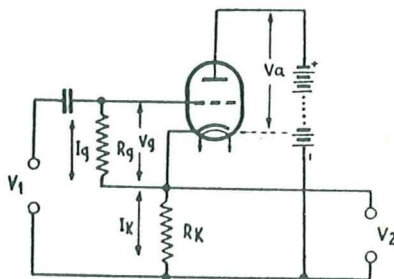


Fig. 7.

Fig. 7.—En los cálculos, generalmente puede despreciarse la resistencia de polarización R_p de la figura anterior, con relación a la de carga R_k .

te así obtenidas puede calcularse la resistencia interna:

$$R_i = \frac{d V_2}{d I_k} = \frac{V_g}{S \cdot V_g} = \frac{1}{S}$$

Este valor es generalmente pequeño con relación a la resistencia interna cátodo-ánodo de la válvula; teniendo en cuenta, pues, esta última, escribiremos:

$$R_i = \frac{\rho}{1 + S \cdot \rho}$$

Bien entendido que se trata de la resistencia interna estática. El valor dinámico o de todo el circuito se obtiene calculando el valor R_i y R_k puestos en paralelo.

Resistencia de entrada.—Según el esquema de la figura 7, la resistencia de entrada viene dada por

$$R_e = \frac{V_1}{I_g}$$

donde I_g es la corriente que circula a través de R_g cuando se aplica una señal

a la entrada de la etapa. Esta corriente viene dada por la expresión:

$$I_g = \frac{V_g}{R_g}$$

y como antes hemos visto que

$$V_g = V_1 - V_2,$$

combinando ambas fórmulas obtenemos:

$$R_e = \frac{R_g}{1 - V_2/V_1} = \frac{R_g}{1 - A}$$

La resistencia de entrada es, pues, mucho más alta que R_g ; su valor tiende hacia el infinito cuando la ganancia tiende hacia la unidad. Puede demostrarse que la capacidad rejilla-cátodo disminuye en las mismas proporciones:

$$C_e = C_{gk} (1 - A)$$

En el esquema de la figura 5, R_g va unida directamente a masa, y por tanto la resistencia de entrada es igual a aquélla, sea cual fuese la ganancia de la etapa.

Pendiente.— Cuando no existe resistencia en el circuito anódico, tanto la pendiente dinámica como la estática son iguales a la pendiente nominal de la válvula.

Si se utilizan pentodos en estos circuitos funcionarán como triodos, ya que la placa y la pantalla están a potenciales fijos. La pendiente que se obtiene en estas condiciones puede ser bastante diferente de la obtenida en funcionamiento normal únicamente sobre la placa.

Limites físicos.— Los valores que prácticamente se utilizan para R_k son del orden de los 10 K Ω , y las resistencias internas que se pueden obtener son de algunos centenares de ohmios. Si quisiéramos cargar la etapa con una resistencia que fuera igual a la interna, deberíamos colocar una resistencia en paralelo con R_k con valor de algunos centenares de ohmios. Ello, evidentemente, modificaría en gran forma las características del circuito, deduciéndose que éste no puede funcionar correctamente más que con cargas elevadas.

Su utilización está indicada muy en particular en el caso de una carga reactiva; por ejemplo, en el caso de ataque de un cable, donde la capacidad del mismo no puede ser despreciada para la frecuencia de trabajo. En este caso la etapa no tiene que suministrar el cable

más que una potencia reactiva; la única potencia activa se consume en su resistencia interna, que por cierto es muy poca.

La tensión de salida de la etapa puede variar entre:

$$V_2 = 0 \text{ V. y } V_2 \text{ max.} = I_a \text{ max. } R_k$$

Al propio tiempo hay que satisfacer la condición

$$V_b = V_a + V_2 \approx I_a (\rho + R_k)$$

Obteniéndose así, con las anotaciones de la figura 7, la amplitud máxima de la tensión de salida por:

$$V_2 \text{ max.} \approx \frac{V_b \cdot R_k}{\rho + R_k}$$

tratándose de valor de cresta de la señal. La tensión eficaz de salida en régimen sinusoidal es igual a esta expresión dividida por $2\sqrt{2}$. En la práctica pueden obtenerse tensiones eficaces de salida que son del orden del 10 al 20 por 100 de la tensión de alimentación. El rendimiento es, pues, ligeramente menor que en el caso del amplificador con cátodo común.

Sin embargo, se obtiene una tensión de salida mucho más grande que en un circuito amplificador a cátodo común, en el cual se haya reducido la resistencia de carga, a fin de lograr una resistencia dinámica equivalente a la de un amplificador catódico.

Ejemplo.— Se dispone de una válvula EC 92 cuya pendiente es de 5 mA/V y su resistencia interna de 12 K Ω , empleándose en amplificador catódico con una tensión de alimentación de 150 V. y con una resistencia de cátodo de 10 K Ω . El circuito puede darnos una tensión de 70 V. de cresta sobre una resistencia interna de 200 ohmios. La ganancia es igual a la unidad.

Ahora bien; se puede obtener una resistencia dinámica de salida de 200 ohmios utilizando la misma válvula en circuito con cátodo a masa y con una resistencia de carga de 200 ohmios. Como premisa, la ganancia será siempre igual a la unidad; sin embargo, para obtener una tensión de cresta de 70 V., la válvula debería ahora ser capaz de soportar una corriente de $70/200 = 0,35$ amps., lo que se aparta considerablemente de las características de la EC 92. La tensión máxima de cresta que puede obtenerse en estas condiciones es del orden de 2 V. solamente. Esta comparación nos mues-

tra una de las principales ventajas del circuito "seguidor catódico".

En este ejemplo, debía aplicarse una tensión de 70 V. de cresta a la entrada del paso catódico. Puede extrañar, a priori, que una válvula como la EC 92, que alcanza su punto de corte a una tensión de rejilla de unos pocos voltios, pueda trabajar en tales condiciones, pero téngase en cuenta que no se aplica esta tensión de entrada entre rejilla y cátodo, sino entre rejilla y masa. Entre cátodo y masa se halla una resistencia, realmente alta, gracias a la cual el potencial instantáneo de cátodo puede "seguir" bastante cerca el de rejilla, y la diferencia de este potencial entre rejilla y cátodo no variará más que algunos voltios en el curso de un período. Analizando las fórmulas precedentes, se ve, en efecto, que para valores altos de Rk , la tensión de rejilla V_g es débil con relación a la tensión de entrada V_1 .

Hay que insistir sobre el hecho que tales consideraciones son válidas sólo para altos valores de carga; ahora bien, la carga comprende no solamente la resistencia que se conecta entre cátodo y masa, sino también el circuito que sigue al amplificador. Si la impedancia de éste es del mismo valor o menor que Rk , la región de modulación lineal de la válvula se hallará disminuida. En el ejemplo citado hemos visto un amplificador catódico capaz de entregar una tensión de salida de 70 V. de cresta; luego este valor no es efectivo si el amplificador no funciona en vacío o con una débil carga con relación a su resistencia Rk ; si a su salida se conecta un cable cuya capacidad introduce una reactancia importante, tendremos que contentarnos con una menor tensión de salida. Si esta reactancia es del mismo valor que la resistencia interna del amplificador, es decir, menor comparada a Rk , el circuito catódico pierde sus ventajas. Cualquiera que sea el circuito que se emplee, siempre que se presenten las circunstancias tan extremas del precedente ejemplo, la tensión de salida será siempre de valor próximo al voltio.

APLICACIONES DEL AMPLIFICADOR CATODICO

Reostato electrónico.—Sabemos que la tensión de un rectificador de alimentación puede sufrir variaciones hasta de un 30 por 100, según la intensidad que de él se extraiga; así, para débiles necesidades de corriente, la resistencia in-

terna de la alimentación puede llegar a varios millares de ohmios. Además, es preciso utilizar procedimientos onerosos si se quiere obtener, por medios puramente eléctricos, una alimentación con tensión de salida variable a voluntad.

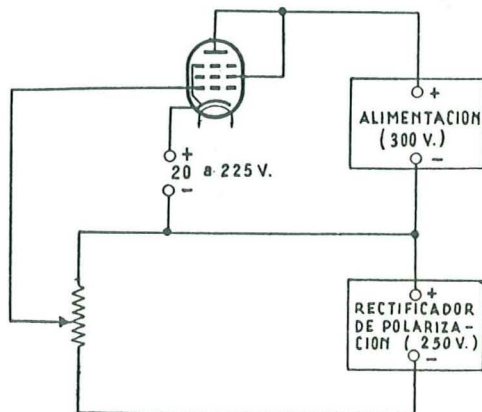


Fig. 8.

Fig. 8. — El potenciómetro electrónico es una aplicación interesante del amplificador catódico. *Atención:* Téngase en cuenta que las polaridades del rectificador de polarización están invertidas en el dibujo.

Puede utilizarse aquí, con ventaja, la débil resistencia interna del montaje con ánodo común (fig. 8), empleando una válvula con tensión de corte moderada y elevada pendiente, disipando alta potencia. Las válvulas amplificadoras de salida de los receptores universales cumplen bien estas condiciones. Así, por ejemplo, el tipo UL 84 disipa una potencia de 14 vatios con la placa y pantalla unidas, admite una corriente en cátodo de 100 mA., su tensión de corte es de 75 V. para $I_a = 100$ mA. y su pendiente es de 10 mA/V.

A condición de reducir la tensión de polarización con el empleo de un rectificador independiente estabilizado al efecto por una lámpara de neón, se obtiene un manantial cuya resistencia interna es igual a la de la válvula, o sea 100 ohmios en el caso precedente. Variando la tensión de rejilla, varía dentro de grandes límites la resistencia en corriente continua de la válvula, obteniéndose así, en el cátodo, una tensión regulable, independientemente casi de la carga.

Vamos con el ejemplo: Disponemos de una fuente de alimentación que nos da

420 V. sin carga y 300 V. cargada. Con una válvula UL 84, cuya tensión de corte hemos visto es de 75 V., puede esperarse, como máximo, una tensión de salida de 225 V. Cuando le exijamos una corriente de 100 mA., tendremos que admitir una caída de tensión de 140 V. en los bornes

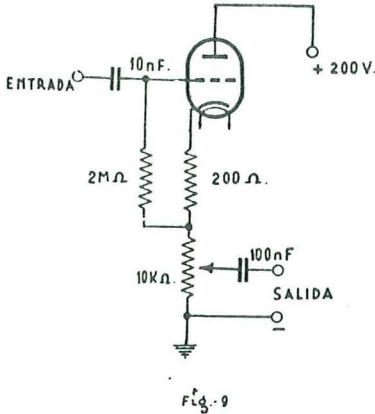


Fig. 9.—El uso del montaje placa común está indicado cuando se trata de obtener resistencias de entrada de varias decenas de megohmios.

de la válvula cuya disipación de potencia está limitada a 14 W., obteniendo así, pues, una tensión regulable entre 225 y 160 V. De igual forma, si el consumo es de 50 mA., podremos variar la tensión entre 225 y 120 V. sin sobrepasar dicha disipación.

Para obtener consumos o variaciones de corriente más elevados, pueden conectarse dos o más válvulas en paralelo, teniendo en cuenta, en tal caso, la disminución de la resistencia interna del circuito que ello representa. En efecto: la pendiente medida sobre dos válvulas en paralelo es el doble de la de una sola y su resistencia interna disminuye a la mitad en las mismas condiciones.

Paso de entrada para osciloscopio.—Si se quiere que la conexión de un osciloscopio a un circuito no introduzca variación en las características del mismo, es preciso que la resistencia de entrada de aquél sea elevada, con relación a la impedancia del circuito que se examina. En la práctica se encuentran, frecuentemente, circuitos cuya impedancia es de varios megohmios y, por lo tanto, convendrá que la resistencia de entrada del osciloscopio sea de varias decenas de megohmios. Además, la capacidad de entrada del mismo debe ser muy pequeña,

a fin de reducir al mínimo el desacople que sufre el circuito que se mide.

El circuito que cumple con tales requisitos—para el primer paso de un osciloscopio—es el amplificador catódico, por presentar débil capacidad y elevada resistencia, pudiéndose variar su ganancia utilizando un potenciómetro como resistencia de carga (fig. 9).

La ventaja de una alta resistencia de entrada, no puede ser conservada sino cuando la conexión entre el osciloscopio y el circuito a medir es extremadamente corta. En caso contrario, el conductor de unión corre el riesgo de estar expuesto a campos eléctricos perturbadores, particularmente de la instalación eléctrica del local. Por otra parte, no se puede tampoco blindar el cable de conexión, pues ello introduciría una capacidad parásita prohibitiva, modificando sensiblemente las características del circuito a medir.

La solución consiste en montar el circuito de entrada en una pequeña caja que contendrá únicamente la válvula y sus resistencias de polarización y escape de rejilla. La caja irá provista de una punta de prueba, la que se pondrá en contacto con el circuito a medir y la salida se unirá al osciloscopio mediante cable blindado, cuya capacidad no va a causar perturbación alguna, gracias a la débil resistencia interna del amplificador catódico.

Voltímetro electrónico.—Las medidas de tensión en los circuitos de alta impe-

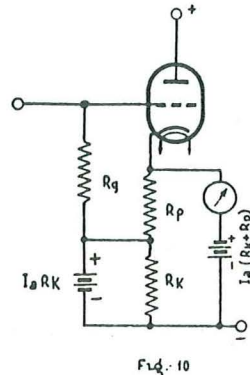


Fig. 10.—Principio de un amplificador de corriente utilizado como voltímetro electrónico.

dancia no acostumbran a ser precisas, debido a que un voltímetro convencional que se emplease para ellas tiene un cier-

to consumo de corriente. Para reducir este consumo, puede hacerse preceder a dicho voltímetro por un "amplificador de corriente" o "transformador de impedancias". Trabajando con una ganancia

ría con la tensión de alimentación y con el caldeo de la válvula, razones por las cuales este aparato daría un funcionamiento inestable.

Es, pues, conveniente emplear dos vál-

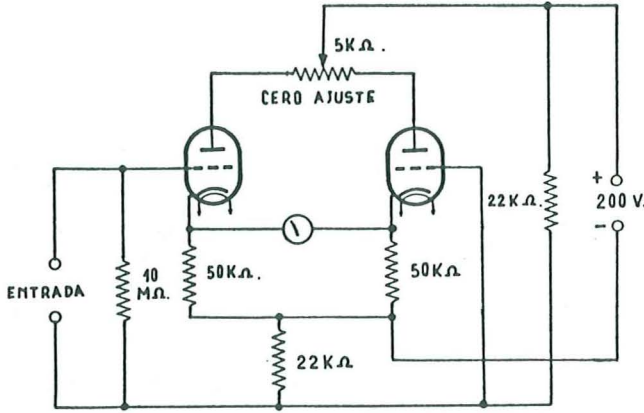


Fig.-11.

Fig. 11.—Esquema de un voltímetro electrónico simétrico.

igual a la unidad, una resistencia de entrada de varios megohmios y una resistencia de salida de algunos centenares de ohmios, el amplificador catódico se adapta perfectamente para este uso.

Para medir tensiones continuas nos

vulvas de idénticas características en montaje puente (fig. 11), ya que de esta forma las variaciones de tensión se compensan si son las mismas para las dos válvulas. Como las dos válvulas jamás son exactamente iguales, se prevé un po-

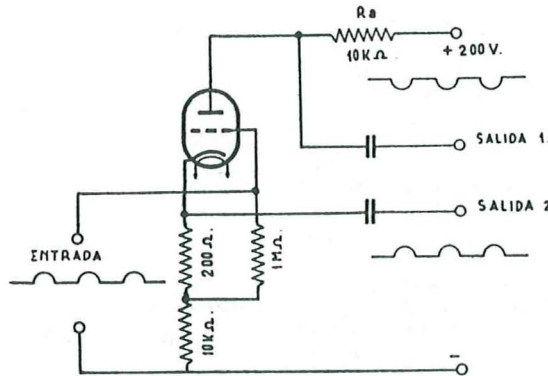


Fig.-12

Fig. 12.—En las dos salidas de este circuito se obtienen tensiones defasadas en 180 grados.

sería difícil emplear un montaje con una sola lámpara, ya que tendríamos que tener en cuenta la caída de tensión sobre la resistencia de carga (fig. 10), que va-

lenciómetro de corrección que permite la puesta a cero del aparato de medida.

La tensión a medir se aplica entre rejilla de una de las válvulas y un puente

de simetría que está constituido por la toma media de un divisor de tensión, formado por dos resistencias de 22.000 ohmios, colocadas entre el positivo y el negativo del manantial de alimentación. La variación del potencial rejilla-cátodo de la primera lámpara, la hemos visto que en este montaje no constituye sino una fracción de la tensión aplicada; por tanto, la resistencia virtual que aparece entre ambos electrodos es, igualmente,

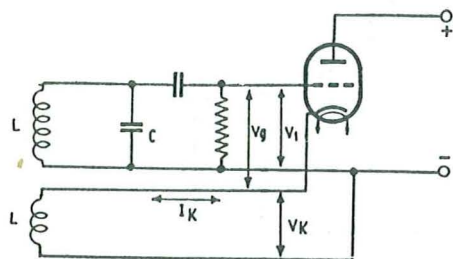


Fig. 13.

Fig. 13.—Principio de la reacción por cátodo.

una fracción de la resistencia conectada entre la entrada y masa. De aquí que puedan emplearse valores relativamente elevados para esta última resistencia, sin que con ello se sobrepasen los límites físicos.

Circuito inversor de fase.—Utilizando, en el circuito de la figura 12, resistencias de placa y cátodo iguales, se obtienen tensiones de la misma amplitud en ambas salidas y la ganancia es próxima a la unidad. La tensión que se obtiene en el cátodo está en fase con la de entrada, pero la de placa se encuentra en oposición con esta última, resultando así dos tensiones defasadas 180 grados.

Observemos, sin embargo, que las dos salidas poseen resistencias internas diferentes: la salida de cátodo es, prácticamente, igual a la inversa de la pendiente de la válvula, y la salida de placa está más próxima al valor de la resistencia de carga. Las tensiones de salida no son, pues, iguales más que en vacío, de tal forma que si se las aplica a dos impedancias iguales, se obtiene dos tensiones diferentes. Utilizando valores muy elevados para R_k y R_a , defectos de aislamiento en el montaje o dentro la misma válvula (aislamiento filamento-cátodo), pueden ya introducir diferencia de tensión.

Oscilador a reacción por el cátodo.—Sabemos que no puede haber entretenimiento de oscilaciones en un circuito resonante, sino tomando de tal circuito cierta tensión, que se amplifica para luego volverla al mismo con la conveniente posición de fase. A priori, el amplificador catódico no se presta para el entretenimiento de oscilaciones, ya que su amplificación es inferior a la unidad, pero puede utilizarse por el hecho de constituir un amplificador de corriente.

Suponiendo igual a la unidad el acoplamiento entre las autoinducciones L y \bar{L} , en el esquema de la figura 13, habrá entretenimiento de oscilaciones si la potencia disipada por el circuito de rejilla es igual a la que nos proporciona el circuito de cátodo; sea:

$$W_g = W_k$$

Si Z_g es la impedancia del circuito de rejilla, la potencia disipada será

$$W_g = \frac{V_1^2}{Z_g}$$

Para expresar V_1 en función de la pendiente de la válvula, vemos:

$$I_k = V_g \cdot S$$

deduciéndose para la tensión de cátodo:

$$V_k = I_k \cdot Z_k = V_g \cdot S \cdot Z_k$$

pero como:

$$V_g = V_1 - V_k = V_1 - V_g \cdot S \cdot Z_k$$

de donde:

$$V_1 = V_g + V_g \cdot S \cdot Z_k = V_g (1 + S \cdot Z_k)$$

lo que permite escribir para la potencia disipada en el circuito de rejilla

$$W_g = \frac{V_g^2 (1 + S Z_k)^2}{Z_g}$$

Esta potencia debía ser igual a del circuito de cátodo:

$$W_k = I_k^2 \cdot Z_k = V_g^2 \cdot S^2 \cdot Z_k$$

de donde:

$$\frac{(1 + S Z_k)^2}{Z_g} = S^2 Z_k$$

Llamando ahora:

$$n = \sqrt{\frac{Z_k}{Z_g}}$$

a la relación de transformación entre

L' y L (relación entre el número de espiras) y después de varias transformaciones, se obtiene

$$S \cdot Z_g (n^2 - n) + 1 = 0$$

En este desarrollo no se ha tenido en cuenta todavía la resistencia interna cátodo-masa, que vale

$$R_i = 1/S$$

El circuito resonante se encuentra amortiguado por esta resistencia interna y a través del transformador constituido por los arrollamientos L y L' ; su impedancia real valdrá:

$$Z_g = \frac{Z_g'}{1 + Z_g' \cdot n^2 \cdot S}$$

si Z_g' es la impedancia en vacío. La expresión para la condición de entretenimiento resulta, pues,

$$\frac{S \cdot Z_g'}{1 + Z_g' \cdot n^2 \cdot S} (n^2 - n) + 1 = 0$$

de donde, simplificando,

$$n_{1,2} = \frac{1}{4} \pm \sqrt{\frac{1}{16} - \frac{1}{2 S Z_g'}}$$

Esta expresión nos demuestra que no puede haber oscilación más que cuando el producto de la pendiente por la impedancia del circuito de rejilla excede de un cierto valor. En efecto, si

$$S \cdot Z_g' < 8$$

la expresión bajo el signo radical se vuelve negativa.

Si bien una relación de transformación de $1/4$ entre L' y L se considera óptima, cuanto mayor sea la pendiente y la impedancia del circuito resonante, tanto más podremos alejarnos de esta relación considerada.

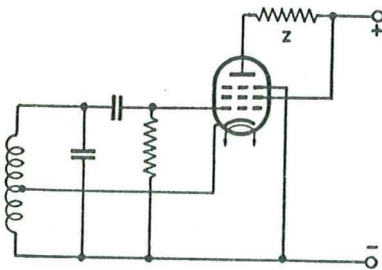


Fig. 14.

Fig. 14.—A pesar de variaciones en la carga, el circuito ECO funciona de forma muy estable.

Igualmente se puede realizar un oscilador a reacción catódica siguiendo el esquema de la figura 14. Como en el oscilador Hartley, el arrollamiento de reacción o de entretenimiento forma parte del de acuerdo. Se utiliza un pentodo,

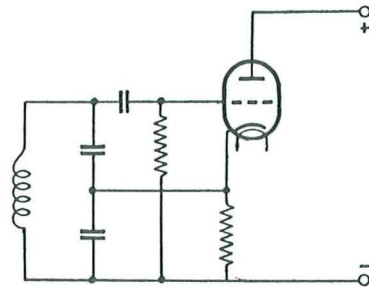


Fig. 15.

Fig. 15.—Circuito ECO en versión Colpitts.

pero, de hecho, el entretenimiento está asegurado, únicamente por el triodo que forman el cátodo, la rejilla y la pantalla, sirviendo la placa para la salida de las oscilaciones. En ella se puede insertar una impedancia capacitativa o inductiva sin riesgo de causar perturbación alguna en el funcionamiento del oscilador. La influencia debida a la capacidad entre la placa y los otros electrodos de la válvula, tampoco es de temer por hallarse, en cierta manera, blindada por la pantalla que está a un potencial fijo. En suma: no tenemos más que un acoplamiento electrónico entre los electrodos de oscilación y la placa, llamándose a este circuito "oscilador con acoplamiento electrónico" o ECO (del inglés "Electron-Coupled Oscillator").

La versión Colpitts de nuestro oscilador se reproduce en el esquema de la figura 15. La toma sobre el circuito oscilante se obtiene aquí por la división de la capacidad de resonancia en dos condensadores en serie. Para frecuencias del orden de 10 Mc/s y más, las solas capacidades inter-electródicas de la válvula pueden ser lo bastante altas para que la condición de entretenimiento sea satisfecha. Conectando una entrada de osciloscopio a los bornes de una autoinducción, según el esquema de la figura 9, calculada para frecuencias suficientemente elevadas, puede constatarse el nacimiento de oscilaciones espontáneas. Para evitar este fenómeno, debe preverse una resistencia de algunos centenares de ohmios en la conexión de rejilla de la válvula de entrada.

AMPLIFICADOR CON REJILLA COMUN

El principio del amplificador con rejilla común o rejilla a masa se ilustra en

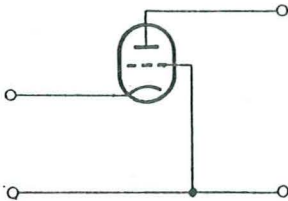


FIG. 16. Principio del amplificador de rejilla común, o rejilla a masa.

la figura 16. La figura 17 muestra un circuito práctico donde la resistencia de cátodo

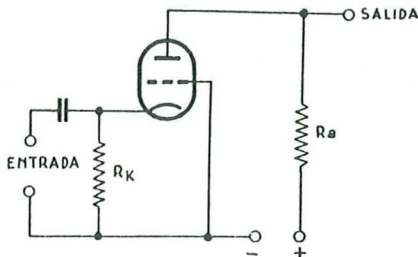


FIG. 17. La señal se aplica a los bornes de R_k , que constituye la resistencia de polarización de la válvula.

todo está calculada de manera que el potencial de polarización correcto se establezca entre aquel electrodo y la rejilla. Si se quiere emplear una resistencia de cátodo más elevada, debe adoptarse el esquema de la figura 18, donde el condensador C mantiene constante el potencial de rejilla.

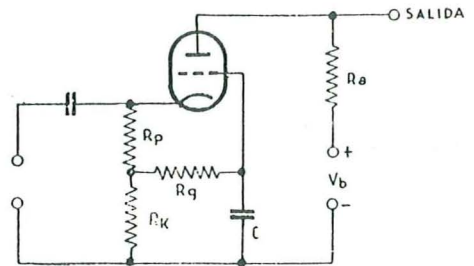


FIG. 18. Polarización automática en un montaje con rejilla común en el caso donde se debe trabajar con una elevada resistencia entre cátodo y masa.

Ambos circuitos pueden ser transformados en el de la figura 19, donde la resistencia R_k puede, eventualmente, representar la resistencia interna del generador, dando la tensión de gobierno V_1 .

Cálculo de la ganancia (Fig. 19).—Siendo la corriente de rejilla nula, el manantial y la resistencia de carga son recorridas por una misma corriente. La tensión de excitación V_1 va aplicada al

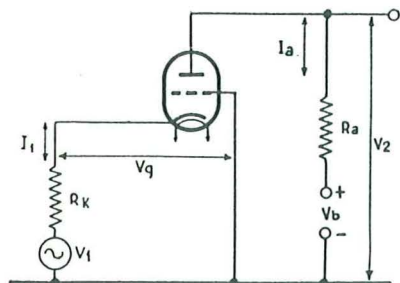


FIGURA 19. Para el cálculo, es cómodo de volver el montaje con rejilla común a este esquema de principio.

cátodo a través de la resistencia R_k . Entre cátodo y masa, la válvula presenta una resistencia interna que ya habíamos calculado precedentemente para el amplificador catódico, valiendo:

$$\frac{\rho}{1 + S \rho}$$

Esta expresión es evidente que sólo tiene validez si no existe resistencia en el circuito de placa. En el esquema de la figura 19 tenemos una resistencia de carga R_a que se tiene en cuenta añadiéndola, simplemente, a la resistencia interna nominal ρ .

Luego, podemos escribir para la tensión de entrada:

$$V_1 = I_a \cdot R_k + \frac{\rho + R_a}{1 + S \rho}$$

Para la tensión de salida, se tiene:

$$V_2 = I_a \cdot R_a$$

lo que permite obtener para la ganancia del circuito:

$$A = \frac{V_2}{V_1} = \frac{R_a}{R_k + \frac{R_a + \rho}{1 + S \rho}}$$

Viéndose que la ganancia de la etapa no llega a anularse cuando se anula la pendiente; además, para valores suficientemente débiles de R_k , la ganancia puede ser mucho mayor que con el montaje a cátodo común.

Cálculo de otras características.—La resistencia interna de un circuito amplificador viene definida para una tensión de entrada nula. Para calcular dicha resistencia puede partirse de la fórmula dada anteriormente para la tensión de entrada, haciendo $V_1 = 0$. Sin embargo, aquella fórmula contiene el término R_a , al que no debemos tener en cuenta para el cálculo de la resistencia estática; ahora bien, $R_a = V_2/I_a$ es equivalente a $R_i = V_a/I_a$, valor que ahora vamos a buscar. Es suficiente cambiar R_a de la fórmula mencionada por R_i , y anulando V_1 se obtiene:

$$R_i = R_k + \rho(S \cdot R_k + 1) \approx \rho(S \cdot R_k + 1)$$

Partiendo de esta relación, se calcula fácilmente la resistencia interna dinámica, la cual se obtiene por la puesta en paralelo de R_i y R_a . Conociendo estas características, así como la ganancia, se pueden determinar las pendientes estática y dinámica.

Siendo, de hecho, las corrientes I_1 y I_a iguales, puede calcularse la resistencia de entrada $R_e = V_1/I_1$, partiendo de la fórmula para la tensión de entrada, así:

$$R_e = R_k + \frac{R_a + \rho}{1 + S \rho} \quad R_k + \frac{1}{S}$$

Límites físicos.—La tensión de salida puede llegar a su valor máximo:

$$V_2 \text{ max} = V_b + V_1 - (V_d + I_a' R_k)$$

donde V_d y I_a' son la tensión y corriente de placa correspondiente a una tensión de rejilla nula. Obsérvese que la tensión de gobierno se adiciona a la de alimentación; el rendimiento del circuito puede ser, por tanto, más elevado

que el de un amplificador a cátodo común cuando se da un valor muy pequeño para R_k . Ello es posible a menudo, al poder evitar la caída de tensión alterna en una resistencia de polarización,

APLICACIONES DEL AMPLIFICADOR CON REJILLA COMUN

Amplificador para ondas métricas.—
Para frecuencias del orden de 100 Mc/s.

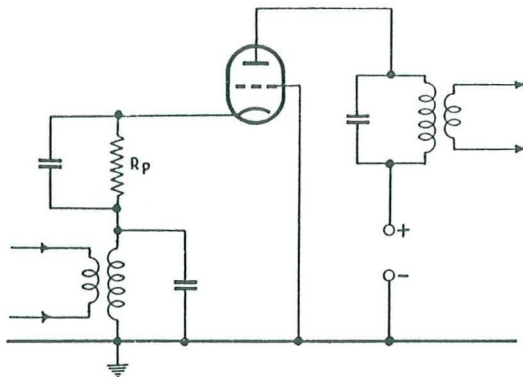


FIG. 20.—El circuito rejilla común es utilizado frecuentemente en amplificación F. U. E.

derivando la misma con un condensador de alta capacidad.

A causa de su pequeña resistencia de entrada, el circuito con rejilla a masa necesita una potencia de mando relati-

y más, se hace difícil la realización de circuitos resonantes cuya impedancia rebese el millar de ohmios. Para tales frecuencias, la ganancia de un amplificador común queda relativamente redu-

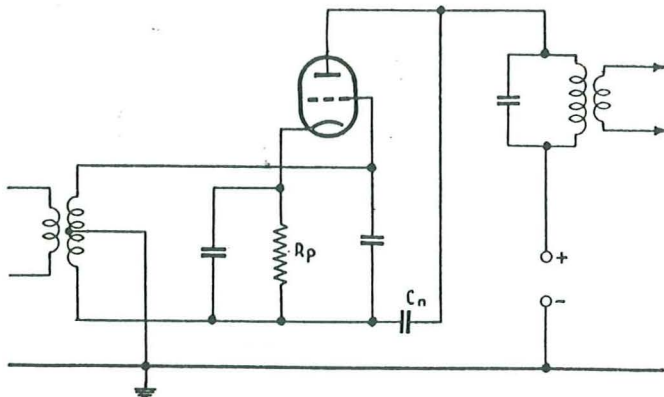


FIG. 21.—Trabajando a la vez en rejilla y cátodo común, este circuito amplificador permite transformar una señal simétrica en una tensión asimétrica.

vamente alta, que, por cierto, no se pierde, toda vez que la encontramos a la salida, conjuntamente con la que nos da la válvula.

cida, por lo que se utiliza un montaje tal como el de la figura 20, donde la potencia aplicada al circuito de entrada, en el cátodo, se encuentra, como pode-

mos constatar, puesta en serie con la que se desarrolla en el circuito de salida de la válvula.

Por otra parte, estando la rejilla unida a masa, constituye una pantalla entre la placa y el cátodo; no es de temer ninguna reacción parásita debida a capacidad inter-electrónica y, por ende, el funcionamiento del amplificador es muy estable.

El circuito de la figura 20 se emplea tanto para amplificadores de potencia en emisores o generadores para caldeo en alta frecuencia, como para etapas de entrada en receptores. En este último caso, sirve muy bien para conseguir una señal asimétrica, con un mínimo de pérdidas, cuando se dispone en antena de

Circuito "Cascode".—El soplido de una válvula es tanto más perceptible cuanto más débil es la tensión a amplificar. Así, pues, para amplificar señales de reducido nivel es conveniente utilizar un circuito que introduzca el menor soplido posible. El ruido de fondo que engendra un triodo es mucho menor que el producido por un pentodo, a causa de que la pantalla produce un "soplido de distribución" suplementario. Por contra, la resistencia interna del triodo es, a veces, tan débil que impide conseguir una ganancia sustancial.

La combinación de ventajas del triodo—débil soplido— con las del pentodo—alta ganancia—da lugar al circuito "cascode" (figura 22). En este montaje,

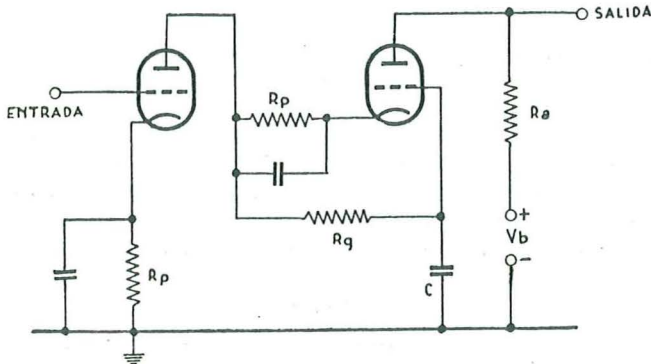


FIG. 22.—Montaje *cascode* con sus circuitos de polarización.

una señal simétrica. Para ello se utiliza el esquema de la figura 21, donde el circuito oscilante de entrada está formado por una autoinducción con toma media, que se conecta a masa. En los extremos del arrollamiento se obtiene, pues, dos tensiones en oposición de fase, conectándose uno a la rejilla y el otro al cátodo. En la placa se intercala un circuito oscilante que se encuentra acoplado al de entrada por la capacidad rejilla-placa. Esta última puede introducir una reacción que provocaría el nacimiento de oscilaciones espontáneas, a cuyo fin, C_n es una capacidad encargada de neutralizarla, restableciendo la simetría.

la primera válvula funciona como amplificadora con cátodo común y va cargada por la resistencia de entrada de la segunda válvula (amplificadora a rejilla común), que es igual, aproximadamente, al inverso de la pendiente. A condición de que las dos válvulas sean iguales, la ganancia de la primera es igual a la unidad, y en cuanto a la del segundo triodo, puede ser calculada por las fórmulas precedentes, teniendo en cuenta que ambas son recorridas por una misma corriente I_a .

La capacidad rejilla-cátodo de una válvula es del orden de 4 pF, lo que representa una reactancia de 200 ohmios

a 200 Mc/s. Esta reactancia sería, pues, más débil que la resistencia de entrada de la segunda válvula. A frecuencias muy elevadas, no se obtendría más que una ganancia relativamente débil con

con las capacidades parásitas placa-masa (Cam) de la primera válvula y rejilla-cátodo de la segunda. Al ser estas capacidades casi iguales, se obtiene a la entrada de la segunda etapa, alrededor

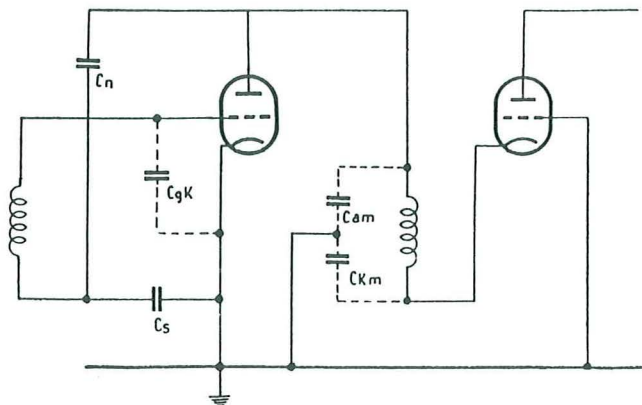


FIG. 23.—Versión del circuito *cascode* utilizado frecuentemente en televisión.

un circuito tal como el de la figura 22, y, por ello, se conecta una autoinducción entre la placa de la primera válvula y el cátodo de la segunda (figura 23). Esta bobina constituye un circuito oscilante

de la mitad de la tensión que nos entrega la primera. Ahora bien, la resistencia de carga de esta primera etapa está formada por un circuito oscilante, cuya impedancia puede ser más alta que la re-

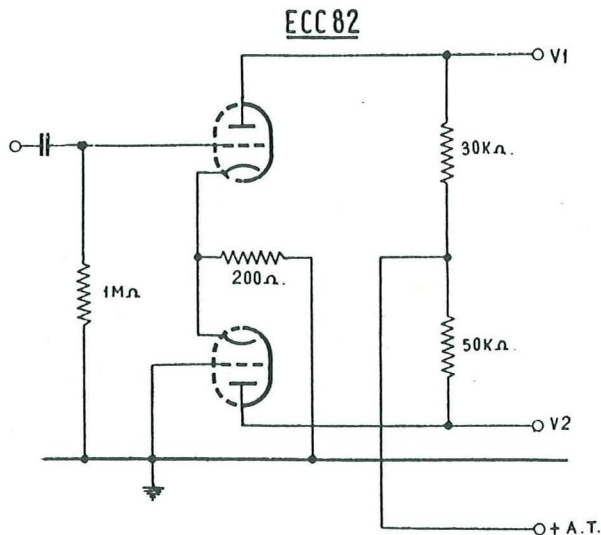


FIG. 24.—Los tres circuitos fundamentales utilizados simultáneamente en este amplificador inversor de fase.

sistencia de entrada de la segunda válvula. La ganancia de la válvula de entrada es, así, próxima a dos, y como que únicamente se aprovecha la mitad de la tensión amplificada a la entrada de la segunda, la ganancia del conjunto queda siempre próxima a la que se había obtenido en B. F.

Para evitar posibles causas de perturbación debidas a reacción en el circuito oscilante de placa por la capacidad rejilla-placa de la primera válvula, se pre-

dor con rejilla común, que no modifica en absoluto la posición de fase.

En la placa del segundo triodo se obtiene, pues, una tensión que está en fase con la de entrada. Ahora bien, siendo la amplificación catódica del primer triodo inferior a la unidad, no se pueden lograr dos tensiones de igual amplitud sino utilizando dos resistencias de carga ligeramente diferentes.

Multivibrador a acoplamiento catódico.—En el esquema de la figura 25, la

ECC81

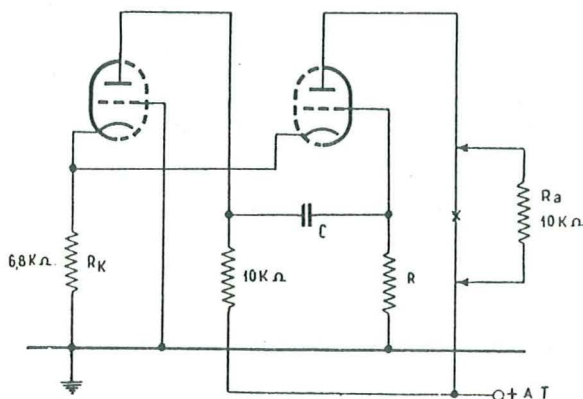


FIG. 25.—En el multivibrador catódico, la primera válvula trabaja con rejilla común, y la segunda en amplificador catódico. Debido a la doble relación existente (placa-rejilla y cátodo-cátodo), la inestabilidad es una característica propia del circuito.

vé un condensador de neutralización C_n que se conecta al extremo opuesto del de rejilla en la autoinducción de entrada, que, a su vez, ha sido llevada a la simetría mediante otro condensador C_s cuyo valor se escoge igual a la capacidad rejilla-cátodo de la válvula.

Circuito inversor de fase.—En la placa del primer triodo del circuito de la figura 24 se obtiene una señal que está 180 grados en oposición de fase respecto a la tensión de entrada. El primer triodo trabaja, con relación al segundo, como amplificador catódico, es decir, sin inversión de fase, atacando un amplifica-

primera válvula trabaja en circuito “rejilla común”, y la segunda, en “placa común”. Entre ambas válvulas existe una doble relación: la primera, a través de C , desde la placa de la número uno a la rejilla de la número dos; la segunda, por la resistencia de cátodo R_k , común para las dos, de la número dos a la número uno. Ello constituye un circuito cerrado formado por dos amplificadores, y la inestabilidad debe hacerse presente necesariamente.

En el momento de conectar la alimentación aparece en la rejilla del segundo triodo y a través del condensador C una

tensión positiva. La válvula se vuelve conductora; la caída de tensión que aparece en los bornes de R_k bloquea, por tal causa, la primera válvula. Luego de un tiempo relativamente corto, se cargará C, principalmente por la corriente de rejilla. En este momento disminuye la corriente en la primera válvula, de igual modo que la tensión en R_k , y la primera válvula comienza a ser conductora. Disminuye en seguida la tensión en la placa de la primera válvula, co-

tivibrador. Particularmente, un circuito integrador formado por una resistencia de carga conectada a los bornes de un condensador, nos transformará las señales rectangulares asimétricas en dientes de sierra.

Montajes de tal naturaleza se emplean en los osciloscopios, como generadores de barrido.

Balanza de Schmitt.—El circuito de la figura 26 no difiere, en principio, del de la figura 25, más que por la sustitución

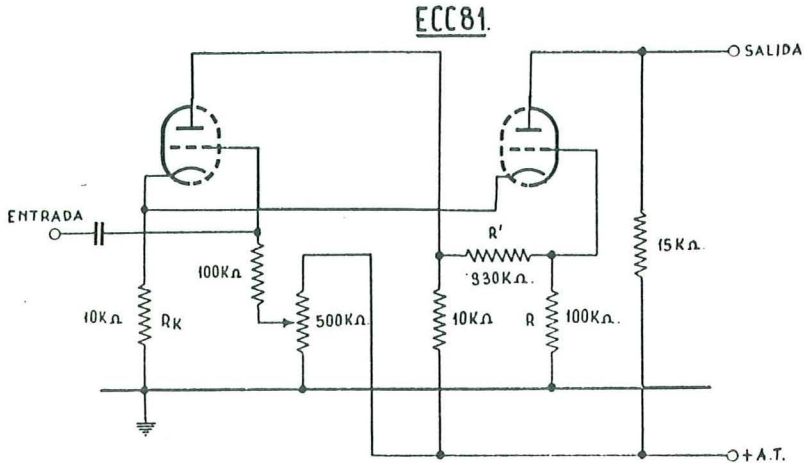


FIG. 26.—La balanza de Schmitt no es otra cosa que una versión “para corriente continua del multivibrador catódico de la figura 25.

respondiendo a una tensión negativa en la rejilla de la segunda; ésta queda bloqueada durante un tiempo más largo que precedentemente, pues la descarga se efectúa únicamente por la resistencia R , obteniéndose una señal rectangular asimétrica.

Quedando la rejilla de la primera válvula inútil para el entretenimiento de oscilaciones, puede emplearse para aplicar en ella una tensión de sincronización. Disponemos, además, de una placa en la conexión, de la cual puede insertarse una resistencia de carga R_a o algún otro circuito utilizable, sin que se vea afectado el funcionamiento del mul-

del condensador C, habiéndose reemplazado por una resistencia R' . No interviniendo, en estas condiciones, constante de tiempo alguna, una de las válvulas quedará siempre bloqueada, como siempre conductora la otra, a menos que se modifique exteriormente el potencial sobre una de las rejillas. El potenciómetro indicado en el esquema cumplirá lo indicado.

Supongamos que la primera válvula esté bloqueada. El potencial de placa será entonces prácticamente igual a la alta tensión y la rejilla de la segunda válvula será positiva con respecto a masa. Si se aumenta la tensión a la rejilla

de la primera, se llega a un punto donde ésta empieza a ser conductora. En seguida su tensión de placa disminuye, lo que ocasiona igualmente una disminución de corriente en la segunda y en la resistencia de cátodo. Por su parte, el cátodo de la primera se vuelve menos positivo, la corriente de placa de ésta aumenta rápidamente, y al cabo de un tiempo—en extremo breve—se obtiene la disposición invertida. Si en lugar de maniobrar sobre el potenciómetro, aplica-

tangular perfecta, exenta de las deformaciones que se pueden observar en la señal de salida de un multivibrador **Abraham-Bloch**. La utilidad de un circuito de esta clase la tenemos en generadores de baja frecuencia para transformar la senoide en onda rectangular. Actuando sobre el potenciómetro indicado en la figura 26, podrá variarse la relación cíclica de la señal.

Multivibrador de Charbonnier. — La ventaja que la balanza de Schmitt tiene

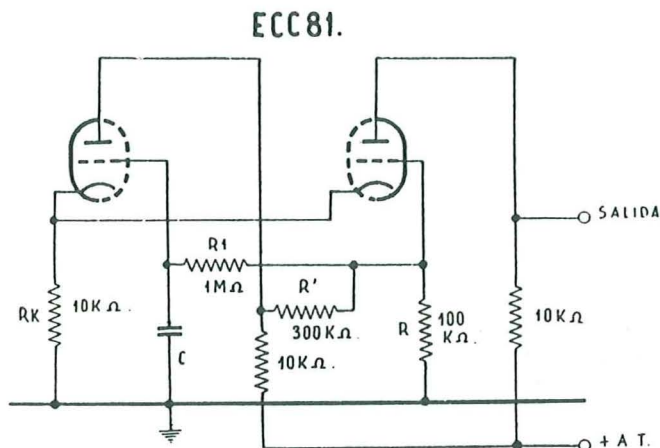


FIG. 27.—Modificando ligeramente el esquema de la fig. 26, llegamos al multivibrador de Charbonnier, que es otra combinación de los tres circuitos fundamentales.

mos una tensión alterna a la rejilla de la primera válvula (borne Entrada, figura 26), la inversión tendrá lugar cada vez que el valor instantáneo de la señal aplicada rebasa cierto umbral, ya sea en sentido negativo como en el positivo. Sea cualquiera la forma de la tensión alterna aplicada a la entrada, en su salida obtendremos siempre una tensión rectangular. El funcionamiento de la balanza es independiente de la frecuencia y de la amplitud de la señal, a condición que esta última rebasa el umbral mencionado antes.

Intercalando una resistencia de carga en la placa de la segunda válvula, obtendremos en sus bornes una onda rec-

sobre el multivibrador de **Abraham-Bloch** es la de producir señales rectangulares perfectas sin necesidad de etapa de limitación, si bien exige una tensión de regulación exterior. La figura 27 nos muestra cómo obtener un oscilador de la balanza de Schmitt con sólo una ligera transformación.

Supongamos, al principio, conductora la válvula de la izquierda: su rejilla, por tanto, estará a un potencial más alto que la de la derecha. La resistencia R_1 descarga lentamente al condensador C ; a un instante dado, las dos rejillas estarán a potenciales suficientemente próximos para que la balanza tenga lugar. Seguidamente obtenemos entre las dos

rejillas una diferencia de potencial en sentido contrario: el condensador C se carga ahora a través de R_1 hasta el balanceo siguiente, y así sucesivamente. La tensión a los bornes del condensador varía siguiendo una función triangular y la inversión tiene lugar en cada vértice.

La frecuencia de balanceo está definida únicamente por C y R_1 , y para hacerla variar puede actuarse sobre un elemento sólo. Para la variación de la relación cíclica se actúa sobre una de las otras resistencias.

Los tres circuitos fundamentales son casi cuatro.—Existe aún un cuarto modo de utilizar un triodo, y si bien no lo es para la amplificación de las señales, se le usa para la medida de tensiones continuas sin error de consumo. Aplicando una débil tensión positiva a la rejilla y dejando la placa libre (fig. 28), se logra que todos los electrones, franqueando la nube de carga de espacio, alcancen la rejilla. Si luego se aplica una fuerte tensión negativa a la placa, se crea un campo estático que es aún perceptible más allá de la rejilla. Los electrones serán, pues, rechazados, alcanzando la rejilla en menor número.

Intercalando un galvanómetro en la conexión de ésta, se constata una disminución de corriente de rejilla para altas tensiones negativas en la placa, hecho que se aprovecha para medir tensiones aplicadas en la placa, a manera de electrómetro, vale decir, sin el menor consumo.

Quede bien entendido que ello es sólo

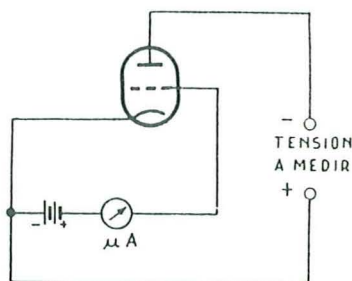


FIG. 28.—¿A cuál de los tres circuitos fundamentales pertenece este esquema? ¿No habremos descubierto un cuarto?...

una forma de medición y en modo alguno se trata de un circuito amplificador. De otra forma, juzguen nuestros lectores que hubiéramos llegado a la errónea conclusión de que fueran cuatro los tres circuitos fundamentales.

Diseño de amplificadores de alta y baja frecuencia, clases A, AB₁, AB₂, B y C

Colaboración **MINIWATT**

El gráfico de cálculo para diseño con válvulas electrónicas descrito en este artículo es de gran utilidad para la determinación de los parámetros de trabajo de toda clase de amplificadores de A.F. y R.F.

En la figura 1 se representa el gráfico. Se puede construir fácilmente otro de distinto tamaño sobre una lámina de material transparente adecuado, dividiendo las líneas de guía (a partir de A) en funciones coseno, correspondiendo cada línea designada por una letra a un intervalo de 15 grados.

Daremos a continuación las instrucciones para utilizar este gráfico y un ejemplo de determinación de los parámetros de funcionamiento de una válvula QB5/2000 como amplificador clase AB₁.

INSTRUCCIONES.

1. Señalar el punto de intersección de la tensión continua de ánodo y la de polarización de rejilla.
2. Señalar el punto correspondiente a la corriente de pico de ánodo en la región de baja tensión de ánodo. (Para clase AB₁ se encontrará en la línea de tensión de rejilla nula. La corriente de pico de ánodo es aproximadamente igual a 3,8 veces el valor de la corriente continua de ánodo para trabajo en clase C, a π veces para clase B, a 2,75 veces para clase AB₁ y a dos veces para clase A.)
3. Trazar una línea recta entre los puntos señalados en los apartados 1 y 2. Se obtiene así la «línea de carga». Para clase A, AB₁ y AB₂, prolongar la línea de carga hasta la línea correspondiente a corriente de ánodo igual a cero.
4. Colocar el gráfico de cálculo sobre las curvas de corriente constante de modo que las «líneas de guía» queden paralelas a la «línea de carga». Procurar que la línea OG del gráfico pase por el punto 1 y la OA por el punto 2.
5. Leer los valores de las corrientes en los puntos donde la línea de carga corte OA, OB, OC, etc.
6. Sustituir los valores de estas corrientes en las siguientes expresiones por A, B, C, etc.

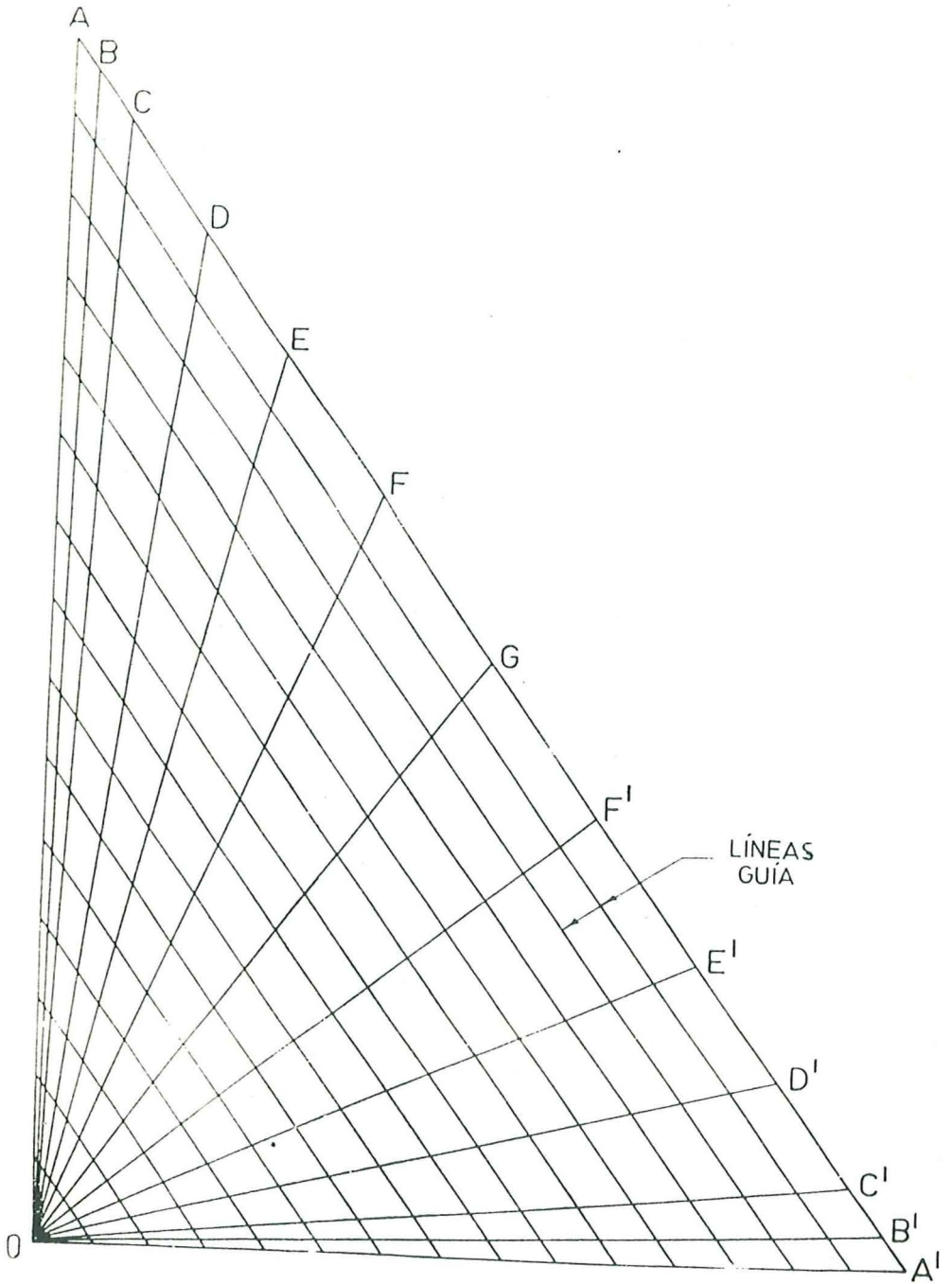


FIG. 1

Corriente continua de ánodo

$$\frac{1}{12} \left[\frac{A \cdot A'}{2} + (B+B') + (C+C') + (D+D') + (E+E') + (F+F') + G \right]$$

Corriente de pico fundamental de R.F.

$$\frac{1}{12} [A-A' + 1,93 (B-B') + 1,73 (C-C') + 1,41 (D-D') + (E-E') + 0,52 (F-F')].$$

Corriente aproximada del segundo armónico de R.F. (sólo para tetrodos o pentodos)

$$\frac{1}{12} [(A+A') + 1,73 (B+B') + (C+C') - (E+E') - 1,73 (F+F') - 2 G].$$

Corriente aproximada del tercer armónico de R.F. (sólo para tetrodos o pentodos)

$$\frac{1}{12} [(A-A') + 1,41 (B-B') - 1,41 (D-D') - 2 (E-E') - 1,41 (F-F')].$$

Potencia de excitación = corriente continua de rejilla \times tensión de pico de R.F. de rejilla.

Potencia de polarización = corriente continua de rejilla \times tensión continua de rejilla.

Disipación en rejilla = potencia de excitación — potencia de polarización.

Disipación de pantalla = tensión continua de pantalla \times corriente continua de pantalla.

Potencia de entrada de ánodo = tensión continua de ánodo \times corriente continua de ánodo.

Potencia de salida de ánodo $I = 1/2$ corriente de pico fundamental de R.F. \times tensión de pico de R.F. de ánodo.

Disipación en ánodo = potencia de entrada de ánodo — potencia de salida de ánodo.

Rendimiento de la válvula = potencia de salida de ánodo/potencia de entrada de ánodo.

Impedancia de carga = tensión de pico de R.F. de ánodo/corriente de pico fundamental de R.F. de ánodo.

EJEMPLO.

Usaremos el gráfico de cálculo y las curvas características de la válvula QB5/2000 (Fig. 2) para calcular a modo de ejemplo los parámetros de trabajo de esta válvula como amplificador en clase AB_1 .

En las curvas de la figura 2 se señala el punto 1 de acuerdo con el apartado 1 de las instrucciones. Se tomó una polarización de rejilla de -105 V y una tensión de ánodo de 4.000 V.

A continuación se señala el punto 2 de acuerdo con el apartado 2 de las instrucciones. Sabemos que para trabajar en clase AB_1 este punto debe estar en la línea de tensión de rejilla igual a cero en la región de las bajas tensiones de ánodo. También sabemos que la corriente de pico de ánodo en este punto debe ser aproximadamente 2,75 veces la corriente media continua de placa. Así se obtiene el punto «2» para tensión de rejilla cero, una corriente de ánodo de 1,40 A y una tensión de ánodo de 400 V.

Se traza una línea recta desde el punto «2» hasta el «1» y se prolonga hasta la línea de corriente de ánodo igual a cero. Esta es la «línea de carga».

Se coloca ahora el gráfico de cálculo sobre las curvas características de la

válvula QB5/2000 de modo que se cumplan las tres condiciones siguientes:

- A) Que las líneas de guía queden paralelas a la «línea de carga».
- B) Que la línea «OA» del gráfico de cálculo pase por el punto (2) de las curvas características.
- C) Que la línea «OG» del gráfico pase por el punto «1» de las curvas características.

Determinando los valores de la co-

rriente de ánodo en los puntos donde las rectas OA, OB, OC, etc., cortan a la «línea de carga», encontramos los siguientes valores para A, B, C, etc.:

A = 1,40	amperios
B = 1,45	»
C = 1,40	»
D = 1,15	»
E = 0,80	»
G = 0,15	»
F' = 0,04	»

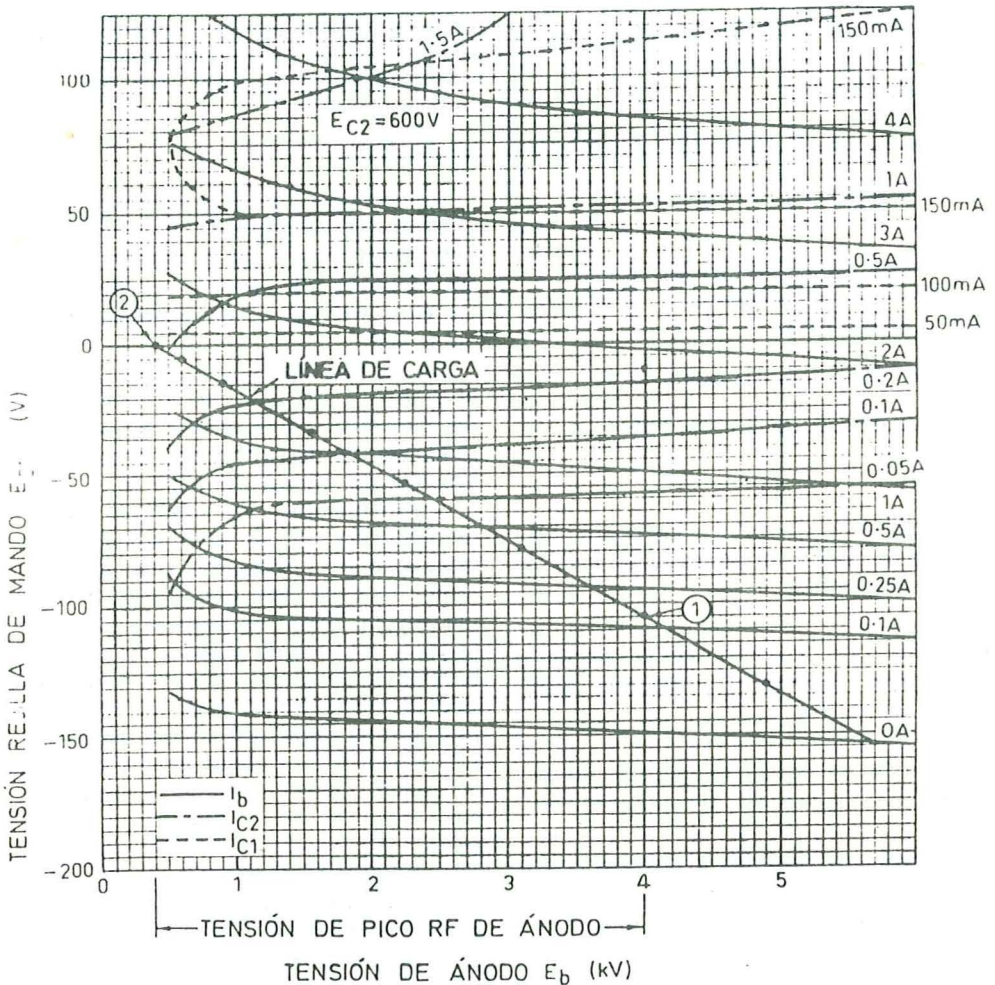


FIG. 2.—Característica corriente constante.

Sustituyendo estos valores en las expresiones indicadas en las instrucciones, se obtiene:

Corriente continua de ánodo = 0,510 amperios.

Corriente continua de pantalla = 0,102 amperios.

Corriente de pico fundamental de R.F. = 0,771 amperios.

Disipación de pantalla = 61,2 W.

Potencia de entrada de ánodo = 2.040 vatios.

Potencia de salida de ánodo = 1.388 vatios.

Disipación de ánodo = 652 W.

Rendimiento = 68 %.

Impedancia de carga en R.F. = 4.670 ohmios.

La amplificación clase A, B, AB y C

Por EDMUNDO MAIRLOT, EA 5 CV

Con frecuencia oímos en nuestras conversaciones que se habla de amplificadores clase A, B, C y, la verdad, algunos amigos me han pedido que escriba un poco sobre el tema, y lo hago con sumo agrado.

No estará de más que todos remoemos estas definiciones fundamentales de las clases de amplificación, que son la llave para que trabaje bien un emisor o un receptor.

AMPLIFICACIONES CLASE A.

El amplificador clase A es aquel que trabaja de tal modo que la forma de la tensión de salida es igual que la de entrada, aunque de mayor amplitud.

Se opera, como puede verse por la figura 1, de manera que se trabaje en el centro de la parte recta de la curva característica, voltaje rejilla, corriente de placa, y la condición esencial en ellos es que, sumado el voltaje de negativo de rejilla con el nivel máximo positivo de la señal de entrada, no sobrepasen el voltaje cero o, lo que es lo mismo decir, que el nivel máximo de la tensión de entrada no debe exceder del valor negativo de la polarización de rejilla.

Por tanto, no hay corriente de rejilla y la potencia que se necesita para actuar sobre la rejilla es extremadamente baja, pero este voltaje ha de estar perfectamente regulado.

La corriente de placa medida con una señal permanece constante y circula la corriente los 360° del ciclo, por lo que pueden polarizarse las rejillas por cátodo.

La ganancia en voltaje es elevada, así como en potencia, pero no se puede utilizar como multiplicador de frecuencia; su eficacia en la amplificación es

un 20 %, pero la calidad de reproducción es extraordinaria.

Si a un amplificador clase A se le polariza y sea negativa aun en sus mayores amplitudes se le denomina A_1 .

También se puede hacer trabajar un amplificador en clase A de tal manera que la tensión de excitación en el impulso positivo sobrepase el valor de la

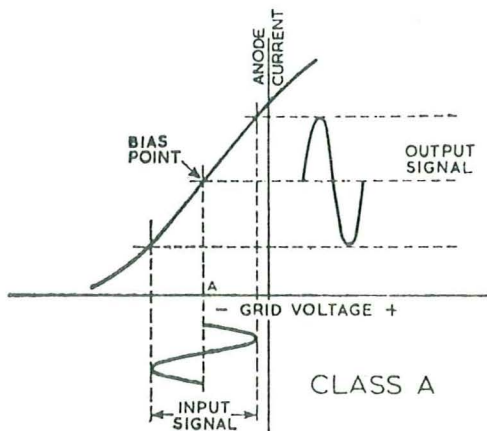


FIG. 1.—Amplificación en clase A.

tensión negativa de rejilla; entonces ésta se hace positiva unos instantes, es decir, una pequeña parte del ciclo; entonces se denomina clase A_2 .

En la excitación entonces es necesario emplear un transformador de potencia 1/1 excitado con un triódo, puesto que uno de tensión no puede entregar la suficiente y se deforma la onda a la salida, produciéndose una distorsión. Así en A_2 se logra un rendimiento del 38 al 45 %, pero hay que ajustar muy bien la impedancia de carga, ya que aumentará un 40 % sobre el trabajo en A_1 .

El rendimiento de los amplificadores clase A, como hemos dicho, es pequeño, pero la calidad es la mejor y se

puede emplear en débiles potencias R.F. y en amplificadores de baja frecuencia.

Con el montaje en *push-pull* los armónicos pares quedan neutralizados y el rendimiento mejora sensiblemente.

AMPLIFICADORES CLASE B.

El amplificador de audio en clase B siempre trabaja con dos lámparas en *push-pull*. Su característica esencial es que su tensión de polarización es elevada hasta el punto de que la corriente

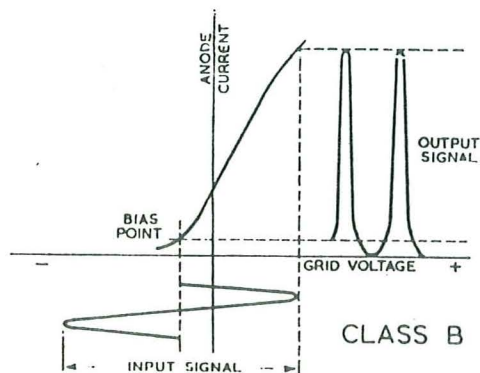


FIG. 2.—Una lámpara trabajando en clase B.

de placa sin señal en la rejilla es muy pequeña (punto de corte).

En la figura 2 podemos ver el sitio de polarización utilizado, así como la señal de entrada y la de salida, que sólo funciona en cada lámpara durante un medio ciclo.

Por medio de un transformador con toma intermedia en el secundario se aplican a las rejillas señales desfasadas 180° y cuando una se hace positiva la otra lo hace más negativa, y ambas suministran la corriente a un transformador de salida, de manera que cada mitad del transformador de salida trabaja alternativamente e induce en el secundario medio ciclo de tensión.

El rendimiento es considerablemente mayor que la clase A; se obtiene del 60 al 70 %, lo que permite utilizar lám-

paras más pequeñas para una misma potencia de salida.

La potencia que consume es pequeña en ausencia de señal, pero consume potencia cuando hay señal, pues la rejilla se hace positiva una pequeña parte del ciclo, por lo que se suele emplear un transformador reductor de tensión entre las rejillas, entre el paso anterior y el paso en clase B.

Un par de válvulas en clase B deben dar una potencia 12 veces mayor que la clase A. La resistencia de carga varía con la tensión de las rejillas y es elevada cuando no toman corriente y baja cuando la toman.

Con lámparas especiales para trabajar en clase B de polarización nula se puede trabajar sin polarización fija, pues su coeficiente de amplificación es tan alto que la corriente de placa es despreciable en ausencia de señal.

La alimentación de la corriente de placa debe estar preparada para aguantar tirones de corriente, por lo que se requiere una alimentación independiente, empleándose choque de filtro de entrada de impedancia variable, con un entrehierro mínimo que permite un grado de regulación suficiente.

También conviene limitar la señal de audio a la entrada para que el trabajo sea más igual en el modulador.

Se emplea la clase B en radiofrecuencia, pero aquí no es necesario *push-pull*, pues la inercia eléctrica del circuito tanque lo compensa; la clase B no es buena para multiplicar frecuencia.

Cuando se emplea en amplificadores lineales se ajustan de modo que la potencia de salida sea proporcional al cuadrado de la tensión excitadora; esto permite amplificar la alta frecuencia modulada en clase S.S.B. sin deformación.

AMPLIFICADORES CLASE AB.

Un amplificador AB es un amplificador simétrico, pero que su polarización

es más elevada que en clase A, pero menos elevada que en clase B.

El rendimiento es más elevado que en clase A; con bajos niveles de señal de entrada las válvulas trabajan en clase A y con señales fuertes lo hacen en clase B.

En la figura 3 puede verse cómo trabaja un amplificador en clase AB, que se subdivide en AB_1 y AB_2 .

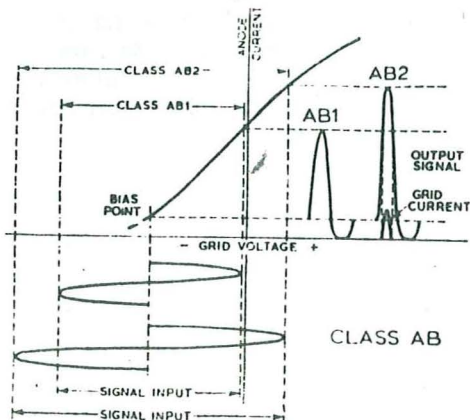


FIG. 3.—Amplificación clase AB_1 y AB_2 .

Un amplificador en clase AB_1 es aquel en que las rejillas con su máximo de excitación no son nunca positivas respecto al cátodo.

Un amplificador AB_2 ofrece la característica de que circula corriente de rejilla durante una parte del ciclo y se consume por esto un poco de potencia en la excitación y se puede dar con las mismas válvulas, pero se evita el problema de proyectar un paso excitador sin deformación a una carga variable de resistencia, como hemos visto en la clase B.

EL ANGULO DE TRABAJO.

Si anotamos el tiempo que circula corriente de placa en una lámpara de un amplificador en relación con el ciclo de excitación de rejilla, que es de

360° en la clase A, nos encontramos que la corriente de placa circula todo el tiempo, es decir, que el ángulo de trabajo es 360° .

En un amplificador en clase AB el ángulo de trabajo se halla comprendido entre 180° y 360° ; un valor elevado de polarización de rejilla disminuye en general el ángulo de trabajo. Si tuviéramos un ángulo menor de 180° , tendríamos una deformación en la audio-frecuencia.

AMPLIFICADORES CLASE C.

En un amplificador de potencia con un ángulo de trabajo inferior a 180° sólo se puede aplicar esta amplificación a la radiofrecuencia, puesto que la inercia eléctrica del circuito tanque vence la deformación que pudiera producirse.

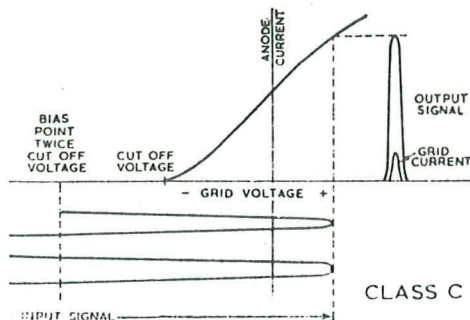


FIG. 4.—Amplificación clase C.

El ángulo de trabajo es menor de 180° y oscila entre 120° y 150° (lo normal es 140°), con lo cual el rendimiento oscila entre el 65 y 70 %.

La rejilla está polarizada con una tensión superior a la necesaria para el corte de la corriente de placa.

La figura 4 indica el funcionamiento de un tríodo en la clase C, en que la polarización de rejilla es el doble de la tensión de corte y durante una parte del ciclo la rejilla se vuelve positiva y se origina una corriente de rejilla.

Una gran polarización de rejilla y

una fuerte excitación permite alcanzar los rendimientos altos y se puede ajustar de modo que las potencias de entrada y de salida sean proporcionales al cuadrado de la tensión que se aplica a la placa; así ha de trabajar un amplificador clase C que ha de ser modulado en amplitud.

Los amplificadores clase C no son capaces de amplificar linealmente una señal de pasos anteriores, puesto que la forma de la onda no es una réplica o reproducción de la tensión de entrada cuando las amplitudes de señal son pequeñas. Para la amplificación lineal hay que trabajar en clase B.



El paso final, o mejor dicho..., un compromiso de bigotes

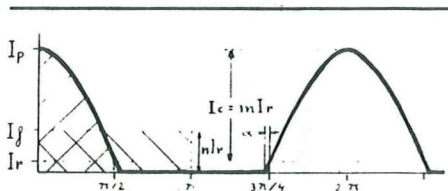
«No te metas en dibú,
ni en cambiar cosas ajé;
sin un osciloscopié,
usar manual es cordú.

E. DANTES

¡Menos teoría empírica, Dantés, y más cálculos aplicados! ¿Qué nos dices del paso final? Así me espetaban hace unos días unos queridos colegas. Y me pusieron en un compromiso. Un compromiso múltiple, porque es imposible analizarlo en unas líneas y porque el tema sigue siendo polémico. ¿Cómo hay que cargarlo? ¿Cómo se eliminan los armónicos? ¿Cuál es la potencia obtenible? Vamos por partes, que el asunto es un tema de bigotes.

Tomemos como ejemplo la pareja de 6.146, con sus veinte años de éxitos, de un equipo de banda lateral de decamétricas. El trabajo en clase AB1 quiere decir que el consumo en reposo I_r es muy bajo, habitualmente de 50 mA, en tanto que a plena excitación demanda una intensidad I_f de la fuente de unos 250 mA. Llamemos «n» al cociente entre I_f e I_r , en este caso $n=5$.

Empecemos por diseñar una curva de la intensidad que circula por las lámparas. Evidentemente, consistirá en un senoide cuyo eje horizontal será la línea correspondiente a la intensidad I_r en reposo. La intensidad I_c de cresta del senoide (no de pico absoluto) será «m» veces mayor que I_r .



Curva de la intensidad a través de las lámparas en un amplificador AB1. I_r =Intensidad en reposo. Con excitación, I_f =valor de corriente suministrada por la fuente, I_p =valor de pico. Las áreas rayadas son idénticas.

Como las lámparas no pueden conducir en sentido contrario el senoide se trunca cuando la intensidad desciende al valor cero. Por consiguiente podemos calcular el valor del ángulo alfa, igualando a cero la función senoidal de la intensidad. A partir de este momento resulta fácil (!) establecer

las relaciones entre los distintos parámetros, tomando «m» como herramienta.

Como ha llegado el momento de hablar de los armónicos, quiero advertir que existen varias terminologías en uso. En lenguaje coloquial, el primer armónico suele designar al primogénito. En términos amateur se acostumbra a llamar así a una onda de frecuencia doble a la de la fundamental. Pero en el campo de la técnica, cada vez está más extendido, en función de la descomposición de Fourier, el denominar primer armónico a la propia frecuencia fundamental, de modo que el número de orden de cada armónico corresponde al coeficiente de esa frecuencia. Pido perdón por inclinarme por este último sistema.

De acuerdo con la descomposición de Fourier, el término independiente constituirá el componente continuo, I_f , en tanto que la intensidad de cresta de la fundamental o primer armónico, I_a , tendrá el valor del primer coeficiente del desarrollo en serie. El segundo coeficiente y sucesivos serán las intensidades de cresta de los siguientes armónicos, en este caso no deseados. Vuelvo a pedir perdón por introducir ahora las fórmulas integrales, pero así los colegas matemáticos podrán advertirme los errores que se deslicen.

$$I = I_r \cdot I_c \cos \varphi = I_r (1 + m \cos \varphi)$$

$$I_r [1 + m \cos (\frac{\pi}{2} + \alpha)] = 0$$

$$\alpha = \arcsen (1/m)$$

$$I_f = n I_r = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2} + \alpha} I_r (1 + m \cos \varphi) d\varphi$$

$$n = \frac{I_r}{2} \cdot \alpha \cdot m \cos \alpha$$

$$I_a = \frac{1}{\pi} 2 \int_0^{\frac{\pi}{2} + \alpha} \cos \varphi \cdot I_r (1 + m \cos \varphi) d\varphi$$

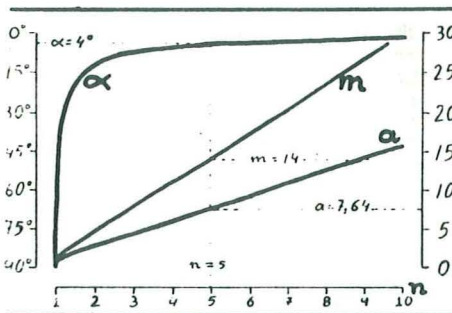
$$a = \frac{2}{\pi} (\cos \alpha + \frac{\pi}{4} m \cdot \frac{m}{2} \alpha - \frac{m}{4} \sin 2\alpha)$$

$$\text{disip.} = \frac{1}{n} \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2} + \alpha} VI = \frac{1}{n\pi} [(\frac{\pi}{2} \cdot \alpha) - (\frac{m}{2} \alpha) \cdot (m-1) \cos \alpha + \frac{m}{4} \sin 2\alpha]$$

Ya tenemos un lote de fórmulas. Un tanteo con una calculadora sofisticada nos puede facilitar, en unos cuantos minutos, el valor de los parámetros de trabajo. O aprovechando un tiempo muerto de la computadora del laboro, conseguir que vomite la tabla de datos de la figura 5, en la que se han subrayado los valores correspondientes a $I_f=250$ mA, es decir, $n=5$. La intensidad de cresta del senoide, I_c , será 14 Ir es decir, 1700 mA!, y, por tanto, I_p 750 mA. Alfa tiene cuatro grados, luego el ángulo

total de conducción es de 188 grados.

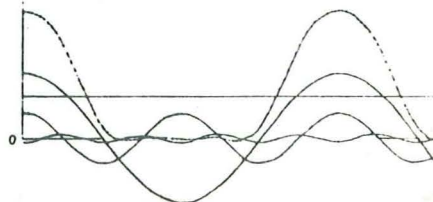
Y metido en harina con la computadora he ahí un sabroso gráfico procesado.



A la vista del mismo tenemos una visión de conjunto del comportamiento general. Cuando $I_c=I_r$, es decir, $m=1$, la lámpara trabaja en clase A, porque la conducción dura los 360 grados (alfa=90 grados). La lectura del miliamperímetro será la misma que sin excitación por ser $n=1$.

Si se aumenta la excitación y el consumo I_f llega a 150 mA ($m=3$), la conducción queda reducida a 194 grados, I_c sube a 400 mA y el primer armónico o fundamental tendrá una intensidad de cresta, I_a , de 230 mA.

Y puestos a sacarle jugo a la computadora (esperemos que no me recriminen demasiado cuando se publique), véanse los componentes hasta la frecuencia cuádruple, correspondientes a un consumo de 250 mA, y obsérvese cómo la suma de los mismos es sensiblemente idéntica a la curva original.



Recomposición de la curva de la intensidad para un valor de 250 mA de consumo. El componente constante $I_f=5$. El primer armónico o frecuencia fundamental $I_a=7,65$. El segundo armónico, 3. El tercero no se recoge por su escasísimo valor. El cuarto, 0,53.

Para saber lo que ocurre con la potencia debemos conocer qué es lo que está sucediendo con el voltaje instantáneo. Como el choque de radiofrecuencia que separa las

placas de la fuente de alimentación suele tener una inductancia próxima a los 500 microhenrios, no presentará una impedancia infinita a las frecuencias de trabajo (3,5 a 30 MHz), sino de j1K a j44K. Imaginemos, no obstante, de momento, que es una barrera infranqueable para las rapidísimas variaciones de la intensidad, al ritmo de millones de ciclos por segundo, y que tenemos una fuente de intensidad constante, de valor I_f . En cuanto al condensador de paso de la radiofrecuencia hacia la antena, de unos cinco picofaradios, presentará una impedancia de $-j4$ a $-j$, pudiéndolo considerar como un buen conductor para aquella.

Si la fuente suministra una tensión de 800 voltios y al otro lado del condensador de paso tenemos una carga sintonizada con el primer armónico o fundamental cuya impedancia sea de $800/I_a$, el voltaje en las placas bajará hasta cero al llegar la intensidad a su valor máximo; recuperará los 800 voltios un cuarto de ciclo más adelante y continuará ascendiendo otros 800 voltios durante el siguiente cuarto de ciclo, para iniciar de nuevo el descenso siguiendo una función senoidal. Las lámparas están trabajando según unas condiciones elegidas para que, bajo estas variaciones, la intensidad tenga una forma casi idéntica a la de la excitación, es decir, también senoidal. En cambio, si la sintonía de la carga se aparta del punto de resonancia, el voltaje descen-

de salida, y que debe de coincidir, si el paso está bien neutralizado, con el máximo del indicador de potencia de radiofrecuencia.

Si calculamos la integral de la energía consumida por las lámparas, en relación con la suministrada por la fuente, nos encontraremos con los valores de la quinta columna de la tabla. La carga, en cambio, recibirá la potencia correspondiente a la componente fundamental, con un voltaje y una intensidad de cresta de 800 voltios y de I_a . Su relación con la suministrada por la fuente, o rendimiento teórico ideal, consta en la última columna.

¿Suceden las cosas así? ¿Es alcanzable ese 77 por 100 de rendimiento? Lamentablemente, no. En efecto, cuando el voltaje instantáneo cae hasta el valor de la tensión de pantalla la placa descende su consumo, en lugar de seguir aumentándolo, y la intensidad en las pantallas se dispara brutalmente hasta fundirlas. He ahí por qué la «excursión» del voltaje de placas no debe llegar a determinar valores inferiores a unos 275 voltios, quedándose más o menos en un 70 por 100 de la variación ideal, y obligando a reducir la impedancia de la carga a $(800-275)/I_a$. Y el rendimiento práctico se reduce al 70 por 100 del ideal: un 50 por 100.

Y lo que es lo mismo, pero que es muchísimo peor, la potencia que ha de ser disipada sube al 50 por 100. He ahí el problema en toda su gravedad, porque, no nos olvidemos, el tope de trabajo está precisamente en la disipación máxima que pueden soportar las lámparas.

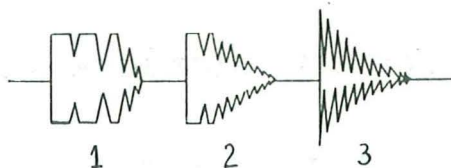
Los armónicos constituyen una parte importante de esta potencia a disipar. El de frecuencia doble de la fundamental llega a tener hasta un 40 por 100 de la misma y, si consiguiéramos extraerlo, las placas reducirían considerablemente su trabajo. Un circuito tanque con un Q superior a 20, lo devuelve casi íntegramente, con un Q inferior a 10, le permite dirigirse hacia la antena, deja pasar al adaptador de salida, obedezca a una solución de compromiso.

Volvamos brevemente al choque de radiofrecuencia. Recordemos que entre sus extremos está sometido a una tensión que varía según una función senoidal de unos 575 voltios de cresta. Eso quiere decir que la corriente que dejará pasar no será tan constante como la de una fuente ideal, sino que su valor variará también en forma senoidal, con un retraso de 90 grados y una amplitud de la variación a cada lado de I_f de 12 a 48 mA, según la banda de trabajo. Ello trastoca nuevamente la curva de intensidad en forma distinta en cada banda y en cada nivel de excitación, obligando a adoptar un valor para su inductancia, nuevamente fruto de una solución de compromiso.

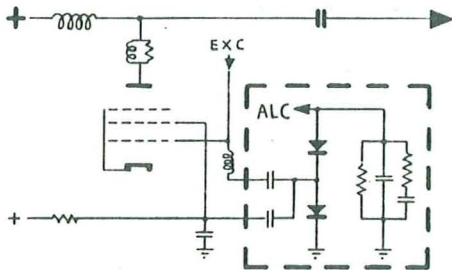
m	α	n	a	disip.	η
1	90,00	1,000	1,000	0,500	0,500
2	30,00	1,218	1,609	0,339	0,661
3	19,47	1,508	2,125	0,296	0,704
4	14,48	1,813	2,630	0,275	0,725
5	11,54	2,123	3,132	0,262	0,738
6	9,59	2,436	3,634	0,254	0,746
7	8,21	2,751	4,134	0,249	0,751
8	7,18	3,066	4,635	0,244	0,756
9	6,38	3,382	5,135	0,241	0,759
10	5,74	3,699	5,636	0,238	0,762
12	4,78	4,333	6,636	0,234	0,766
14	4,09	4,968	7,636	0,231	0,769
16	3,58	5,603	8,636	0,229	0,771
18	3,18	6,238	9,636	0,228	0,772
20	2,86	6,874	10,636	0,226	0,774
22	2,60	7,510	11,636	0,225	0,775
24	2,39	8,146	12,636	0,224	0,776
26	2,20	8,782	13,636	0,224	0,776
28	2,05	9,418	14,636	0,223	0,777
30	1,91	10,055	15,637	0,222	0,778

derá bastante menos y la intensidad que circulará a través de las lámparas, aumentará, justificándose así el mínimo por el que pasa el miliamperímetro de la corriente de placas al sintonizar a resonancia el circuito

Finalmente, el constructor protege las lámparas contra los excesos mediante circuitos automáticos de control del nivel de excitación (ALC). Habitualmente se utilizan dos artificios, conjunta o separadamente. El más común consiste en instalar un auténtico circuito detector de audio en la señal que alimenta las rejillas de control, para frenar con él a guisa de CAS, las etapas excitadoras cuando la excitación, en su conjunto o valor medio, alcanza niveles peligrosos. El segundo se basa en la alarma que dan las pantallas, pasando a consumos importantes, cuando los picos de modulación hacen descender demasiado el voltaje de las placas, utilizando esta señal de forma similar. En ambos casos hay que elegir un tiempo de respuesta que combine la necesaria seguridad con el menor recorte posible de los picos instantáneos, adoptándose nuevamente una **solución de compromiso**.



Dibujo esquemático de la visualización en un osciloscopio de la señal modulada sosteniendo la letra e. De izquierda a derecha va disminuyendo la potencia media y aumentando la de pico, al ir reduciendo la excitación hasta un punto crítico. La potencia de pico puede ser evaluada por comparación con la altura de una señal constante conocida.



El circuito de protección del paso final, según su rapidez de respuesta, puede permitir picos instantáneos elevados, lo que no permite frenando, no obstante, la excitación cuando en su conjunto se acerca a niveles no deseados.

Todas ellas conllevan la consecuencia de que la forma de «cargar» el paso final resulta un **compromiso de bigotes**, como luego se verá. Porque aunque el ALC permita el paso de picos instantáneos elevados, lo que no permite es mantener esos valores durante los segundos (?) que se tarda en el ajuste de la carga, falseándolo. Pero aunque consiguiéramos eliminar el ALC desconectándolo, no por ello lograríamos la adaptación más eficaz a la antena, únicamente observando el miliamperímetro, ya que a la hora de trabajar tendríamos que volver a conectarlo para evitar el cargarnos las lámparas. Podríamos conseguir, eso sí, la máxima potencia de salida, pero un osciloscopio nos demostraría que no comportaría la máxima eficacia, debido a la deformación de la señal.

La figura es lo suficientemente expresiva para obviar todo comentario. Por supuesto, cabe la discusión de si son los picos de modulación los que determinan la máxima comprensibilidad del lenguaje hablado. De las experiencias realizadas procesando vocablos ingleses se deduce que la madre del cordero está repartida entre ciertas frecuencias y picos de modulación, atribuidos particularmente a las consonantes. Pero desde luego, un abeto como el de la derecha, con sus hermosos bigotes en la base garantiza no la mayor potencia, sino el máximo rendimiento entre la comprensibilidad y la potencia radiada. Quizás a la hora de entrar en un «pile up» pueda sacrificarse, pero en general nuestro coresponsal nos entenderá mejor aunque su Xmeter marque media unidad menos.

Si disponemos de un monitor o un osciloscopio que nos muestre la forma de la señal que sube a la antena, ajustaremos el nivel de excitación, la sintonía de placa y el condensador de carga, hasta obtener en la base del abeto los bigotes más hermosos, resolviendo de esta manera el **compromiso de bigotes**.

Si carecemos de osciloscopio no tenemos más remedio que confiar en que el fabricante debe de tener alguno que otro, con el que habrá realizado exhaustivas pruebas, aconsejándonos como consecuencia de ellas, en el manual, cuál es el nivel de excitación al que se obtiene un ajuste más eficiente.

Lo que más siento al terminar este tremendo rollo es no poder dar ninguna fórmula mágica para mejorar con carácter general el rendimiento de cualquier equipo sin agotar las lámparas del paso final. No hay cosa que nos duela tanto a la mayoría de los hispano parlantes como sacrificar nuestra fecunda y estimulante iniciativa y seguir borreguilmente los pasos de un manual. Reconozco que la moraleja es lamentable.

Los amplificadores clase "C"

Por R. W. HALLOWS.

(Traducido de "Wireless World")

CAUSAS QUE EXPLICAN SU ALTO RENDIMIENTO EN CIRCUITOS DE RADIOFRECUENCIA

Muy pocos libros de texto elementales se refieren con suficiente extensión a los amplificadores clase "C", y algunos autores se conforman con citar la "bien conocida eficiencia de las válvulas trabajando en clase C", dejando el asunto sin entrar en más detalles. Otros tampoco son mucho más explícitos, pues se contentan con dar como razón de este elevado rendimiento al hecho de que la válvula empleada permanece inactiva durante la mayor parte de un período trabajando sólo en las crestas de los semiciclos positivos de la tensión de excitación de rejilla; a que se aprovecha la totalidad de la curva característica de corriente anódica, y a que una válvula trabajando en clase "C" puede manejar variaciones de tensión mucho mayores que una que lo haga en clase "A" o "B". Estas son, pues, en la práctica, las únicas razones que probablemente pueden argumentar la mayoría de los radioaficionados cuando se les pregunta por qué la válvula clase "C" se comporta tan bien como amplificadora. El propósito de este artículo es demostrarlo en la forma más sencilla posible que lo antedicho en sólo la mitad de la cuestión, y que existen otras importantes razones que justifican los excelentes resultados obtenidos en R.F. con una lámpara que trabaja en clase "C".

Una válvula que trabaja en clase "A" es un amplificador de tensión por excelencia. Correctamente empleada, puede transferir a la rejilla de la lámpara que le sigue en el circuito variaciones de tensión, que son una copia amplificada y generalmente sin deformar, de las que llegan a su propia rejilla. Como amplificadora de potencia, a una válvula en clase "A" puede hacerse producir una salida sin distorsión, es-

pecialmente cuando trabaja en contrafase; pero, tal como lo saben por amarga experiencia los usuarios de los receptores de baterías con salida en clase "A", sólo a costa de un consumo considerable de la batería de alta tensión se puede lograr que el altavoz proporcione un volumen razonable de sonido sin deformación.

Una mirada a las conocidas curvas de la figura 1 bastará para deducir el porqué de lo expuesto. La razón es que sólo puede

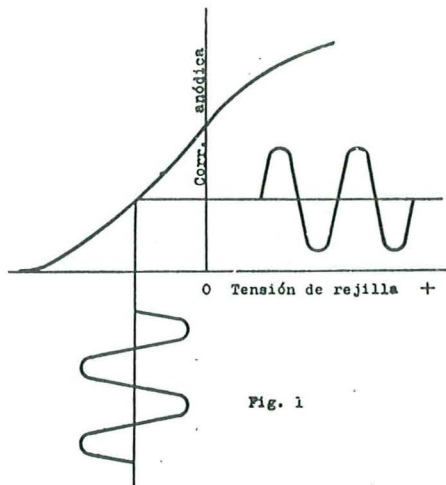


Fig. 1

emplearse la parte de la curva de corriente anódica que se encuentra dentro de la región negativa de la escala de tensiones de rejilla; y aun así, ni siquiera se puede aprovechar la totalidad de la región cita-

da. Si esto ocurriera, se introduciría deformación, por dos razones: ya bien por excitar la válvula hasta la producción de corriente de rejilla (que normalmente aparece un poco antes de que este electrodo se haga positivo), o también porque la excitación alcance el codo inferior de la característica de placa.

Por lo tanto, si, por la razón que sea, es necesario conseguir variaciones grandes de la tensión de rejilla sin que aparezca deformación, deberá hacerse de gran longitud la parte recta de la curva característica situada a la izquierda de la ordenada cero de tensión de rejilla, lo que sólo puede lograrse aplicando al ánodo una considerable

la mejor contribución prestada, hasta aquel entonces, a la economía del usuario de un receptor de baterías. El filamento de baja temperatura de trabajo había disminuido hacía ya algún tiempo el coste de la alimentación de baja tensión; pero la clase "B" venía a reducir los gastos, aun mayores, de las pilas de alta tensión, al mismo tiempo que permitía al poseedor de un aparato alimentado a baterías obtener una intensidad sonora mayor sin deformación apreciable.

El funcionamiento de la amplificación en clase "B" se puede apreciar en las curvas de la figura 2. Una válvula empleada en verdadera clase "B" se polariza hasta el

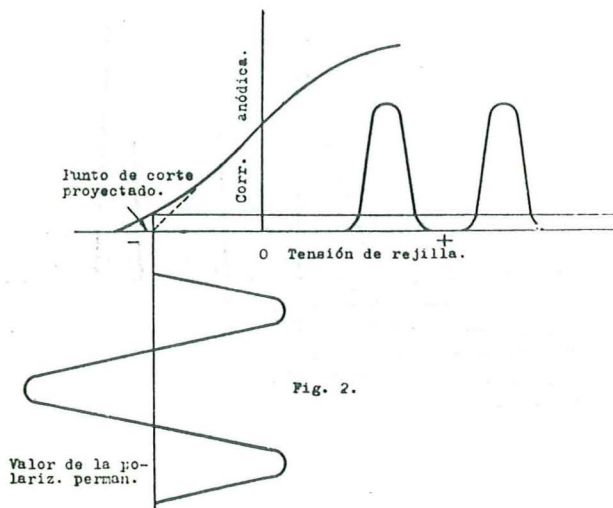


Fig. 2.

alta tensión, con la correspondiente absorción de corriente de la batería.

Existe un criterio muy útil para juzgar el comportamiento de un amplificador de potencia. Este dato se conoce con el nombre de "rendimiento anódico", y es la relación entre la potencia de salida que proporciona el amplificador en corriente alterna y la potencia de entrada que consume en corriente continua, del manantial de alimentación, el ánodo de la válvula. En un amplificador clase "A", un rendimiento anódico del 35 por 100 es casi el máximo que puede esperarse, siendo generalmente aceptable hasta un 25 por 100. Aplicando un vatio del manantial de alimentación a la placa del último paso de un receptor a baterías con salida en clase "A" (por ejemplo, 10 mA. a 100 V.), no hay que esperar que el altavoz entregue más de un cuarto de vatio de salida sin deformación.

Cuando apareció hace algunos años la amplificación clase "B", se la recibió como

"punto de corte teórico" o proyectado; es decir, el lugar donde la porción recta de la curva, prolongada hacia abajo sin cambiar de dirección, encuentra a la línea de tensión de rejilla. La mitad positiva de un ciclo de tensión que alcance a la rejilla hace que sea utilizable una gran porción de la curva característica, mientras que una variación negativa hace bajar la tensión de rejilla a más allá del punto de corte, sin que circule en este momento corriente anódica. La corriente de rejilla fluirá durante gran parte del semiciclo positivo, con el consiguiente consumo de energía sobre este electrodo, que es necesario extraer del paso que preceda a la etapa clase "B".

La aplicación principal de la amplificación en régimen "B" se encuentra en la etapa de salida de los receptores a baterías. Una sola válvula no puede ser utilizada en esta forma por la considerable deformación que se obtendría; pero conectando dos lámparas en contrafase se logra una buena

reproducción sonora. La corriente de placa se ajusta por sí misma de acuerdo con la tensión alterna que excita la rejilla. Cuando no se aplica señal alguna, el flujo anódico será muy pequeño; pero, en cambio, cuando la señal es fuerte, la corriente de placa puede llegar a ser considerable. El rendimiento anódico de una etapa trabajando en clase "B", y que esté bien diseñada, es mucho mayor que el de un paso amplificando en régimen "A", pudiendo llegar a ser del 50 al 60 por 100.

Puede mencionarse que entre las clases "A" y "B" propiamente dichas se conocen

pa excitadora durante una fracción del semiciclo positivo de la señal.

En un amplificador clase "C", la tensión negativa de polarización de rejilla es, por lo menos, el doble del valor necesario para alcanzar el punto de corte; es decir, aquel en el cual cesa de fluir la corriente anódica a pesar de existir la tensión de placa normal. Por consiguiente, tal como puede apreciarse en la figura 3, la válvula se halla bloqueada no sólo durante todo el semiciclo negativo correspondiente a un impulso de la tensión de excitación, sino también durante una gran parte del semiciclo posi-

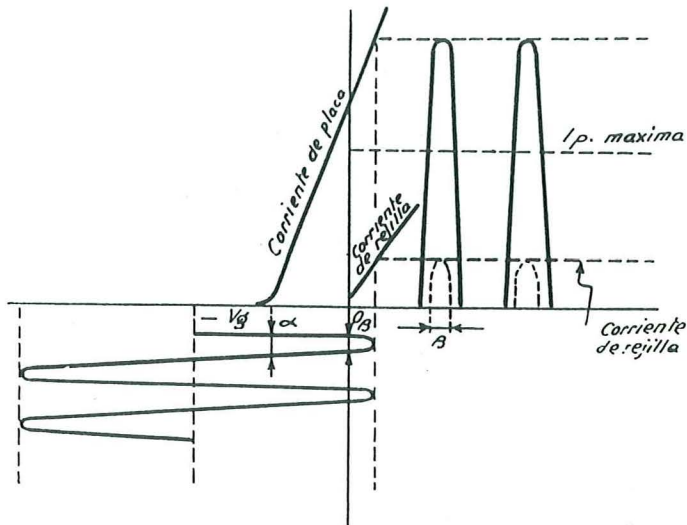


Fig. 3

dos formas intermedias de funcionamiento. El nombre genérico para ambas es "clase AB", siendo su principal característica que la polarización negativa de rejilla es mayor que la que podría aplicarse a un amplificador trabajando en régimen "A", si bien no llega a ser tan considerable como en la auténtica clase "B". Un amplificador en clase "AB" trabaja como un amplificador clase "A" mientras las tensiones alternas de excitación de rejilla son pequeñas; pero pasa a hacerlo en régimen "B" tan pronto la señal excitadora tiene un valor considerable.

Los amplificadores de la clase "AB" pueden subagruparse a su vez en clase "AB₁" y clase "AB₂". Los del primer tipo se caracterizan porque no consumen potencia en rejilla, es decir, energía de la etapa excitadora precedente, mientras los amplificadores "AB₂", en cambio, necesitan que se les suministre una cierta energía de la eta-

tivo. La lámpara no dejará circular corriente anódica hasta que el semiciclo positivo haya llevado la tensión instantánea de polarización de rejilla más arriba del punto de corte.

En esta forma de trabajo se emplea toda la característica de corriente anódica. La válvula comienza a dejar pasar la corriente cuando se alcanza el punto de corte; a continuación, es llevada hasta la saturación, y no deja de conducir corriente anódica mientras la tensión de excitación no haya vuelto a caer por bajo del punto de corte. La corriente de rejilla fluye durante una gran parte del período de conducción, y alcanza un valor elevado durante la cresta de los semiciclos positivos de la tensión de excitación; por consiguiente, se requerirá una etapa excitadora, previa, que proporcione suficiente potencia de excitación al amplificador clase "C".

El rendimiento anódico del amplificador

clase "C" alcanza comúnmente del 60 al 70 por 100, pudiéndose llegar, bajo ciertas condiciones óptimas, a una eficiencia del 80 por 100. En la práctica, no pueden usarse etapas clase "C" en aparatos receptores porque, aun empleando circuitos en contrafase, no se puede conseguir un funcionamiento en B.F. libre de armónicos y, por tanto, de distorsión; pero para transmisores, en cambio, constituyen el mejor de los amplificadores de R.F. para todos aquellos casos en que se requiera una gran eficiencia.

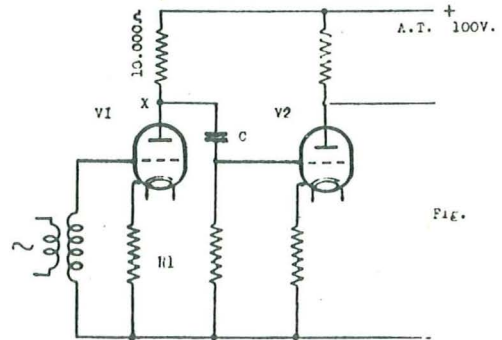
Hasta aquí hemos establecido que los amplificadores clase "C" pueden manejar tensiones de excitación de rejilla muy superiores a las que pueden hacerlo las que trabajan en clase "A" o "B", que permiten el aprovechamiento total de la curva característica de corriente anódica en función de la tensión de rejilla, y que proporcionan un elevadísimo rendimiento anódico. Sin embargo, esto no es todo. Existen otras importantes cualidades de estos amplificadores que contribuyen a lograr con ellos un funcionamiento muy económico.

Sin embargo, creemos oportuno, antes de proceder a su estudio, dedicar algunas líneas a la explicación de lo que sucede con la tensión anódica de una válvula cuando las variaciones de la tensión de excitación aplicada a su rejilla provocan variaciones en su corriente de placa. A este respecto, es interesante señalar que son muy pocos libros de texto o manuales de la especialidad que se ocupan del asunto en forma adecuada. Sabemos también, por experiencia, que este punto constituye un escollo en el camino de muchos principiantes; si, por lo tanto, el lector desea explicar el funcionamiento de un amplificador a válvula a algún neófito en la materia, deberá tener sumo cuidado en no pasar por alto los principios que vamos a recordar. En pocas palabras, lo que el principiante no logra comprender es lo siguiente: encuentra diagramas y literatura en todos los textos que se refieren a cómo las variaciones de tensión de rejilla producen variaciones de corriente en el circuito de placa, las que son (según dicen con frecuencia los libros) "copias fieles, pero amplificadas, de las variaciones de tensión alterna aplicadas a la rejilla". El diagrama que suele ilustrar estas palabras es semejante al de la figura 1 de este artículo.

La dificultad que se presenta al estudiante es la siguiente: Teniendo dos válvulas amplificadoras dispuestas una detrás de otra, ¿cómo se logra aplicar a la rejilla de la segunda válvula variaciones de tensión, cuando en el circuito de placa de la primera se dispone sólo de variaciones de corriente? "Mi libro —protesta el estudian-

te— habla de variaciones de corriente en el circuito de placa; ¿pero de dónde obtengo variaciones de tensión para aplicar a la rejilla de la válvula siguiente?"

Para comprender esto, veamos la figura 4a, la cual representa dos válvulas amplificadoras acopladas a resistencia y trabajando en clase "A". La resistencia R_1



(a)
Fig. 4a

proporciona a la rejilla de V_1 una polarización tal, que la hace dos voltios negativa con respecto al cátodo. R_2 , dispuesta en el circuito de placa, posee un valor de 10.000 ohmios. Supongamos que la tensión alterna que alcanza la rejilla de V_1 al aplicar la señal varía de un voltio positivo hasta un voltio negativo. En la figura 4b se ven las curvas de tensión y corriente para V_1 . Cuando la tensión de entrada de rejilla es cero, la corriente anódica es de dos miliamperios. Según la Ley de Ohm, tenemos que $E = IR$, donde I es la corriente en amperios. La caída de tensión a través de R_2 será, por lo tanto, de $0,002 \times 10.000 = 20$ voltios. En consecuencia, caen en la resistencia de placa alrededor de 20 voltios, de los 100 disponibles en la línea de alta tensión; de manera que la tensión anódica será, en ese instante, de $100 - 20 = 80$ voltios, todo ello tal como se indica en la figura 4b. En la "cresta" positiva del impulso de tensión de excitación de rejilla, la corriente anódica será de tres miliamperios, y la diferencia de potencial a través de R_2 se elevará a $0,003 \times 10.000 = 30$ voltios. La tensión aplicada a la placa disminuye en ese instante a 70 voltios. Se elevará a 90 voltios, en cambio, cuando en el "valle" del impulso de tensión de excitación de rejilla se reduzca a sólo un miliamperio la corriente de placa, y la caída de tensión a través de R_2 sea sólo de 10 voltios.

Vemos, por tanto, que una variación de la tensión de excitación de rejilla de +1

voltio a -1 voltio hace variar el potencial presente en el punto X de la fig. 4b desde 70 a 90 voltios; es decir, las aumenta diez veces, siendo estas variaciones amplificadas de tensión las que se transfieren a la rejilla de V_2 a través del condensador C.

Es importante tener en cuenta que una "cresta" de la tensión de entrada de rejilla

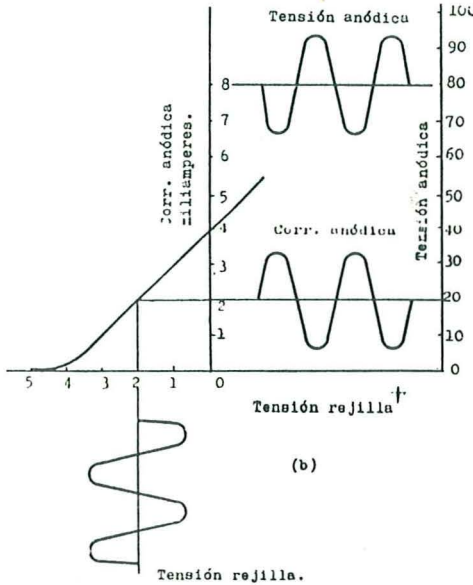


Fig. 4b

produce un "valle" en la tensión anódica, y viceversa; es decir, que las variaciones de tensión en el circuito de placa se hallan defasadas 180 grados respecto a las del circuito de rejilla, y también 180 grados defasadas con relación a las variaciones de corriente. En otras palabras, la corriente anódica, o sea, la emisión del cátodo hacia el ánodo, pasará por un valor máximo en el instante en que el potencial de placa se encuentra en su mínima magnitud. Nótese que si el valor instantáneo de la variación de tensión de excitación de rejilla es lo suficientemente elevada como para bloquear la válvula, en forma tal que no se produzca emisión electrónica, no habrá tampoco caída de tensión a través de la resistencia de carga del circuito anódico. Por lo tanto, la tensión de placa alcanzará el valor máximo obtenible, y permanecerá en ese valor hasta que una variación en sentido positivo de la señal en rejilla haga nuevamente conductora la válvula.

En las curvas de la figura 5 se puede apreciar la forma en que trabaja una lámpara en clase "A" durante un ciclo de ten-

sión de la señal alterna de rejilla. Se ve en primer lugar que la emisión electrónica tiene lugar durante los 360 grados del ci-

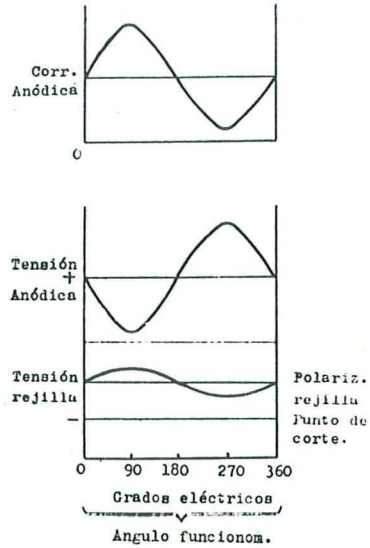


Fig. 5

clo, es decir, durante el ciclo íntegro. El ángulo durante el cual se produce emisión se llama "ángulo de funcionamiento" de la

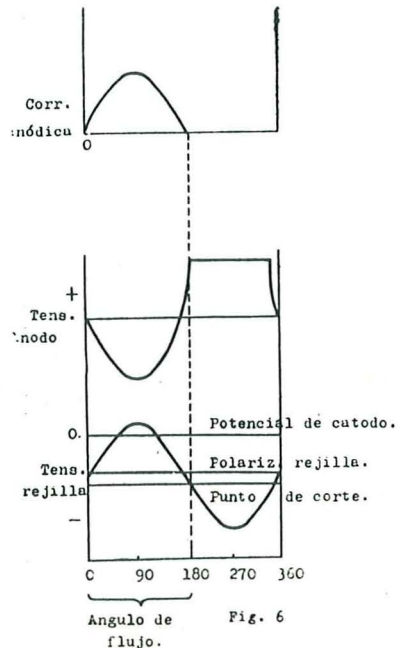


Fig. 6

válvula. Por lo tanto, el ángulo de funcionamiento de una válvula que trabaja en clase "A" será de 360 grados. En segundo lugar, la emisión electrónica sólo tendrá lugar si entre el ánodo y cátodo existe una diferencia de potencial.

En la figura 6 puede apreciarse el funcionamiento de una lámpara trabajando en clase "B". El ángulo de funcionamiento es aquí de 180 grados, o tal vez algo más, y la diferencia de potencial durante la emisión electrónica es notablemente menor que para una válvula trabajando en clase "A".

Tal como puede apreciarse en la figura 7, una válvula que trabaja en clase "C" todavía lleva mucho más lejos ambos procesos. El ángulo de funcionamiento no excede

cuando el potencial anódico se halla en su valor mínimo con respecto al cátodo, y que la diferencia de potencial en la lámpara es, en consecuencia, comparativamente baja.

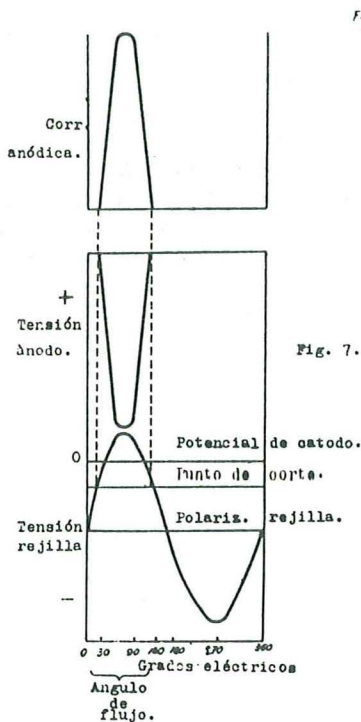
Disipación de calor.— El último factor que hemos mencionado resulta de gran importancia. Cuando mayor es la diferencia de potencial entre ánodo y cátodo, tanto mayor será la velocidad alcanzada por los electrones emitidos, y, por lo tanto, tanto más violentos los choques de los mismos cuando alcanzan la placa. Estas grandes velocidades y los impactos violentos traen como consecuencia la producción de un calor considerable, y siendo justamente el desarrollo de este calor en el ánodo un factor completamente indeseable, será preciso ver la forma de que sea disipado en alguna forma, ya mediante corrientes forzadas de aire, o bien acudiendo a la circulación de una corriente de agua. Cualquiera que sea el método utilizado para disipar el calor generado, ha de tenerse siempre en cuenta el coste de instalación y de manutención de estos sistemas refrigeradores, que puede llegar a ser nada despreciable.

La válvula, trabajando en clase "C", contribuye en dos formas a la solución del problema de la disipación del calor engendrado. En primer lugar, se genera menor cantidad de calor que en amplificadores que trabajan en otras clases, debido a la menor velocidad de tránsito de los electrones. En segundo lugar, desde que la válvula conduce corriente anódica, solamente durante 120 grados, o cuando más 150, de los 360 de que consta cada ciclo, se hallará funcionando en realidad durante solamente un tercio o algo más del tiempo total de un período. Durante el resto del tiempo se encontrará rebajando su temperatura, por radiación del calor generado en su ánodo.

Se comprende, por tanto, que una válvula de características dadas podrá proporcionar una potencia mucho más elevada trabajando en clase "C" que si lo hiciera en clase "A". Y, recíprocamente, para una potencia de salida dada se podrán utilizar valores considerablemente más reducidos de tensión de placa, al hacer funcionar la válvula en clase "C", de los que serían necesarios si hubiera que hacerla trabajar en clase "A".

He aquí por qué este tipo de amplificador fué algo así como una revolución en la técnica de la radio cuando hizo su aparición; desempeña en la actualidad el papel más importante en todo emisor moderno. ¿Qué nos reserva el futuro?

(Tomado de "Radio Magazine".)



de generalmente de 150 grados, y hasta puede llegar a ser tan pequeño como 120 grados. A fin de lograr las mejores condiciones de trabajo, la máxima tensión alterna de rejilla ha de ser igual a la mínima tensión alterna de placa. En un amplificador clase "C" correctamente proyectado, la tensión mínima de cresta de placa puede ser tan reducida como un 10 por 100. Puede verse en la figura 7 que la mayor emisión electrónica tiene lugar únicamente

Lineales de rejilla a masa para banda única

Por LARRY KLEBER (K9LKA)

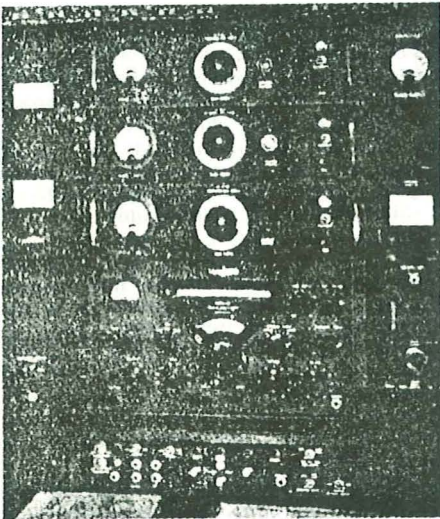
«A los que trabajan en una sola banda no hay mucho que indicarles sobre la construcción de un transmisor multibanda. Por otra parte, para los que están saltando de banda en banda, los finales individuales que no necesitan ajustes o necesitan muy pocos, cuando se cambia de banda son fundamentales. En consecuencia, estas unidades de rejilla a masa descritas por K9LKA deben ser muy apetecidas.»

Una gran cantidad de los alicionados que emplean transmisores de las clases comprendidas entre 75 y 150 W tienen una banda favorita. A la mayoría de estos operadores les gustaría disponer de una salida mayor, pero dudan en comprar o construir un amplifica-

dor multibanda por varias razones. Aparte del costo, no parecen sentir la necesidad de emplear un amplificador que trabaje en cinco bandas cuando sólo se desea trabajar en una. Aun los operadores de multibanda encuentran muchos argumentos en favor de la unidad de banda única. La construcción es más sencilla, generalmente son menos frecuentes las necesidades de una reparación, y cuando la reparación es precisa resulta más fácil de resolver.

Cada uno de los lineales de rejilla a masa para banda única que muestran las fotografías, emplea un par de 813's en paralelo para proporcionar una capacidad de potencia de un kilovatio. Los tubos con las pantallas a masa trabajan como tríodos de alto μ ; por tanto, se elimina la necesidad de la alimentación de las pantallas. Cuando trabajan en clase B, el rendimiento de los tubos es del 65 al 70 % trabajando en B.L.U. o C.W.

El precio es muy variable. Si se quiere ahorrar hay que buscar en la caja de repuesto y hacer compras de ocasión, en cuyo caso se puede construir cada unidad completa por menos de 30 \$. Si se compran todos los elemen-



Posición de trabajo utilizada por K9LKA en la que se ven los amplificadores lineales para 10, 15 y 20 m instalados sobre un bastidor situado encima del receptor.

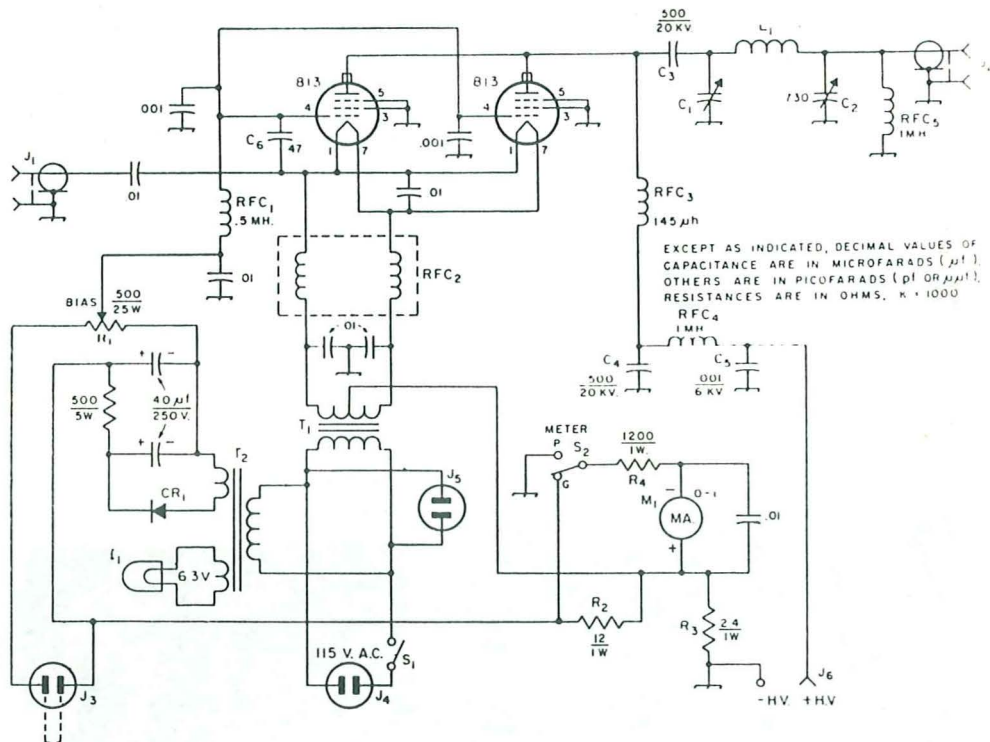


FIG. 1.—Circuito empleado en los amplificadores lineales de alta potencia de banda única. Los condensadores que tienen marcada polaridad son electrolíticos. Las resistencias se dan en ohmios y son de 1/2 W, salvo cuando se indique otra cosa.

C1: variable de transmisión, 0,075 pulgada de separación mínima entre placa; 100 pF para 21, 28 y 14 Mc/s; 150 pF para 7 Mc/s; 350 pF para 3,5 Mc/s (Johnson, 100E30/154-14, 150E30/154-8, 350E30/150-10 o similar, respectivamente).—C2: doble 365 pF variable, tipo reposición de radiodifusión, con las secciones en paralelo (puede ser necesario añadir un condensador de mica de transmisión de 330 pF en paralelo para 3,5 Mc/s).—C3, C4: cerámica, tipo cambiador de TV (Sprague 20DK-T5 o similar).—C5: disco de cerámica (Centralab DD60-102 o similar).—C6: cerámica (utilizado para estabilizar los amplificadores en 21 y 28 Mc/s).—CR1: rectificador de selenio 130 V, 75 mA (Sarkes-Tarzan tipo 75).—I1: lámpara dial de 6,3 V.—J1, J2: receptáculos coaxiales para instalar en chasis (50 299). J3: conector de c.a. macho (Hart & Hegeman 80329; se toma conector de cable hembra 80325. Los enchufes *standard* hembras con clavija macho también pueden ser usados). J4: clavija de c.a. para montaje en chasis.—J5: receptáculo para c.a. miniatura (Cinch-Jones S-302-AB o similar).—J6: conector de alta tensión (Millen 37001).—L1: 3,5 Mc/s, 16 vueltas del núm. 12, diámetro 2,5 pulgadas, 6 v.p.p. (B & Artículo 3905-1). 7 Mc/s, igual que la anterior, 9 vueltas, 14 Mc/s, 10 vueltas, tubo de cobre de 1/4 de pulgada. Diámetro interior 1,5 pulgada; las vueltas separadas 1/8 pulg. 21 Mc/s, igual, 7 vueltas separadas entre sí 7/16 pulg. 28 Mc/s, igual, 4 vueltas separadas entre sí 1/4 pulg.—M1: milíamperímetro de c.c., 3 pulgadas.—R1: control de hilo bobinado (Ohmite H-0156).—R2, R3, R4: resistencias multiplicadoras del medidor, hilo bobinado, 5 %.—RFC1: choque de R.F. de 0,5 mH (National R-300).—RFC2: choque bifilar de filamento (B & W FC-15 o similar). RFC3: choque de placa (National R-175-A).—RFC4, RFC5: choque de R.F. de 1 mH, 300 mA (National R-300).—S1: conmutador de palanca simple polaridad, simple posición). S2: conmutador de correa simple polaridad, doble posición.—T1: transformador de filamento, 10 V, 10 A (Merit P-3146, Stancor P-6461 o similar).—T2: transformador de alimentación: 125 V eficaces, 50 mA, 6,3 V, 2 A (Thordarson 26R38, Stancor PA-8421).

tos nuevos el precio saldrá por unos 60 \$, excluyendo los tubos.

EL CIRCUITO.

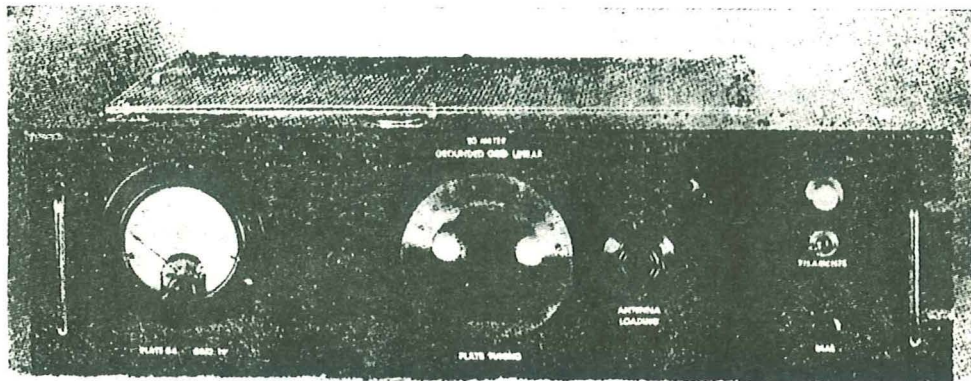
La alimentación de ,excitación de R.F. se aplica a los filamentos de los dos 813's a través de un condensador de cerámica de 0,01 μ F, como se representa en la figura 1. El transformador de filamento está aislado de la R.F. por el choque de bifilar de filamento RFC2.

Una fuente de alimentación incluida

se utiliza conmutador T.R. (transmisión-recepción ¿?).

La alta tensión se aplica a las placas de los 813's a través de RFC3 y RFC4. Para aislar la alimentación de alta tensión del circuito-pi se utiliza un condensador cambiador, C3, de 500 pF, 20 KV. La intensidad de régimen del RFC4 es sólo de 300 mA, la cual es satisfactoria, pues aunque la corriente de placa varía hasta 400 mA, esta intensidad sólo se alcanza en los picos.

Las dos secciones del condensador



Todas las unidades amplificadoras tienen el mismo panel. Esta unidad es la utilizada para 20 m. Los controles de sintonía y carga van en el centro. El pequeño mando de la esquina inferior derecha sirve para ajustar la polarización.

entrega de 0 a 37 V para la polarización de las rejillas de control de los 813's, siendo el valor exacto determinado por la posición de R1. Con los terminales de J3 abiertos, la tensión sube a —168, polarizando los tubos más allá del corte, y no circulará corriente de placa. Si se cortocircuita J3 se reduce la polarización al valor seleccionado por R1. Desde J3 pueden llevarse conductores a unos contactos de relé, tales como contactos auxiliares colocados en un relé de antena, los cuales cierran durante la transmisión. La polarización de corte en «espera» elimina los ruidos que suelen molestar a la recepción, especialmente cuando

variable de salida, C2, con una capacidad máxima de 730 pF, elimina la necesidad de un conmutador de derivación y condensadores fijos.

La salida del circuito-pi de estos lineales está proyectada para cargas desequilibradas comprendidas entre 50 y 70 ohmios.

Para obtener independientemente las lecturas de las corrientes de rejilla y de placa, el medidor M1 se conmuta a través de las resistencias multiplicadoras R1 y R2, respectivamente. Como el circuito de rejilla retorna a la toma central del transformador de filamentos, en la posición S2 sólo se lee la corriente de placa.

MONTAJE DEL CHASIS.

El panel es una unidad *standard* de tipo bastidor de $5 \text{ y } 1/4 \times 19 \times 1/8$ pulgadas, de aluminio, mientras que el chasis está formado por un par de raíles R45 (4 por 5 pulgadas) de See-Zak (1), un par de raíles R417 (4 por 17 pulgadas) y un panel P517 (5 por 17 pulgadas).

En primer lugar, hacer la distribución sobre el panel P517 de acuerdo con las medidas dadas en la figura 2. La fotografía de la vista posterior puede emplearse como comprobación. Después de situar todos los orificios con un punzón, perforar los orificios guías de I y J con un taladrador pequeño (número 35 ó 36). En este momento marcar la parte exterior, o de montaje, del panel P517 con una señal de referencia duradera, hecha con una lima o estilete, para que no haya confusión. A continuación colocar el panel P517 sobre la parte *posterior* del panel de bastidor y, después de centrarlo sobre este panel, sujetar los dos juntos y transferir los orificios guías de I y J. Estos son los orificios de los ejes de C1 y C2, por lo cual deben quedar adaptados perfectamente. Agrandar los orificios de ambos paneles hasta $9/32$ pulgadas.

Perforar todos los orificios restantes, cuyos tamaños están indicados en la figura 2. Para los orificios H y K no se dan tamaños exactos. Estos sirven para aisladores pasantes y deben ser perforados de forma que se adapten a las dimensiones de los que cada uno disponga. Instalar el zócalo Jones de 2 contactos J5 (receptáculo de salida de la c.a. para el ventilador) en A.

Cortar un trozo de $4 \text{ y } 7/8$ de pulgada de un ángulo de aluminio de $1/2$

por $1/2$ pulgada de alas. Con un taladrador del número 25 situar un orificio a $5/8$ de pulgada de cada extremo y a $1/4$ de pulgada del borde exterior del ángulo. Transferir estos orificios a los puntos L y M del panel del chasis. Instalar en B y C, por la parte inferior, los zócalos de los 813's. El montaje de estos zócalos ayuda a fijar la profundidad total del amplificador, incluida la envuelta de apantallado, en 15 pulgadas o menos para que pueda ser instalado en una caja *standard* de bastidor.

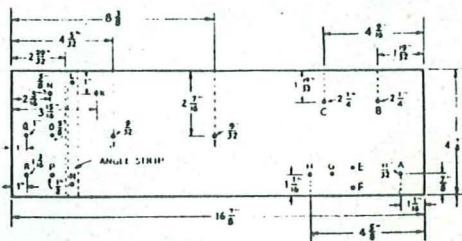


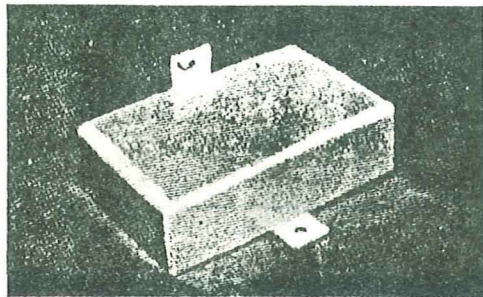
FIG. 2.—Esquema con las dimensiones y distribución del panel del chasis. Los puntos señalados con letras están identificados en el texto.

Quitar el aislador corto de cerámica del soporte del montaje del choque National R-175A, RFC3, e instalar en su lugar un condensador C4, de 500 pF, 20 KV. Colocar dos orejetas de soldadura en el terminal superior de este condensador y luego ensartar el aislador de cerámica en el pasador del condensador. Una de las orejetas de soldadura se conecta a un lado del aislador pasante de alta tensión, mientras que el conductor inferior del choque se conecta a la otra orejeta. El condensador de bloqueo, C3, de 500 pF, 20 KV, se instala en la parte superior del aislador corto de RFC3. Esta transformación se puede apreciar en la fotografía de la vista posterior. Colocar RFC3 sobre una línea centrada entre los 813's y próximo al borde inferior del panel del chasis. Marcar los puntos E, F y G (correspondientes a los

(1) Los productos See-Zak pueden adquirirse en Radio Shack corp. 730, Commonwealth Ave., Boston 17, Mass., Syracuse Radio Supply, Syracuse, Nueva York y California Electronic Supply, Los Angeles, California, entre otras casas.

orificios de montaje de los choques) y perforarlos con un taladrador del número 25. El condensador de sintonía de placa, C1, se instala en I y el condensador de carga, C2, en J. Cortar los ejes de ambos condensadores de forma que se prolonguen a través del panel del *chasis* 1/2 pulgada.

El aislador pasante situado encima del chasis, entre los 813's (visible en la fotografía de la vista posterior) fue incluido en el amplificador de 10 m original para sacar un conductor de



La pantalla contra la realimentación descrita en el texto y en la figura 3. La parte posterior de la pantalla queda abierta.

una bobina de neutralización de RFC2. Después de terminar el amplificador, se comprobó que la neutralización no era necesaria, y el aislador quedó sin utilizar.

Perforar dos orificios diagonalmente opuestos en los conectores coaxiales SO-239 del chasis para tornillos del 6-32 de 1/4 de pulgada e instalarlos en N (salida) y en O (entrada) por la parte inferior. El conector de alta tensión Millen, J6, se instala en P, con el conector macho, J4, para entrada de la c.a. en R y el receptáculo para el control de la polarización, J3, en Q.

Quitar la otra cubierta del transformador de filamento, T1. Cortar dos trozos de ángulo de aluminio de 1/2 por 1/2 de ala y una longitud de 4 pulgadas y perforar, en los mismos, orificios que se acoplen a los dos orifi-

cios que atraviesan el borde inferior del núcleo. A continuación hacer dos orificios del número 25 a 3/4 de pulgada de cada extremo de ambos trozos para su montaje. Ajustar estas regletas de montaje al núcleo del transformador utilizando los pasadores originales.

Colocar acoplamientos flexibles en los ejes de C1 y C2 e instalar el panel del chasis en los raíles con dos tornillos de metal laminado (entregados con los raíles) en cada lado, por lo menos, colocados en uno y otro extremo. Antes de apretar los tornillos comprobar las esquinas con una escuadra de mecánico o de carpintero. Colocar ejes de extensión en los acoplamientos flexibles de C1 y C2 y luego colocar T1 poniéndolo contra el borde frontal del chasis, entre los ejes de extensión. Comprobar cuidadosamente la separación y después marcar y perforar los orificios para el montaje de T1. Colocar una clavija apantallada de ventilación por encima y a la izquierda de T1 como muestran las fotografías. Perforar cuatro o cinco orificios de ventilación en la parte inferior del chasis, cerca del borde frontal, entre AFC2 y T1, y cinco o seis directamente encima de la lámpara piloto.

En los amplificadores para 10 y 20 m se comprobó la existencia de una ligera cantidad de realimentación. Se eliminó colocando una pequeña pantalla sobre el conector coaxial de salida y el aislador pasante conectado a C2. La pantalla se corta, según la figura 3, de una hoja de aluminio; la fotografía muestra la pantalla terminada después del plegado. Obsérvense las muescas de 1/2 por 1/16 de pulgada; sirven para permitir el paso del borde del raíl del chasis. Emplear un tornillo mecánico con cabeza de conexión del número 6-32 y 1/4 de pulgada a través del raíl y la orejeta A y un tornillo de metal laminado del número 6 y 1/4 de pulgada que atraviese la orejeta B y

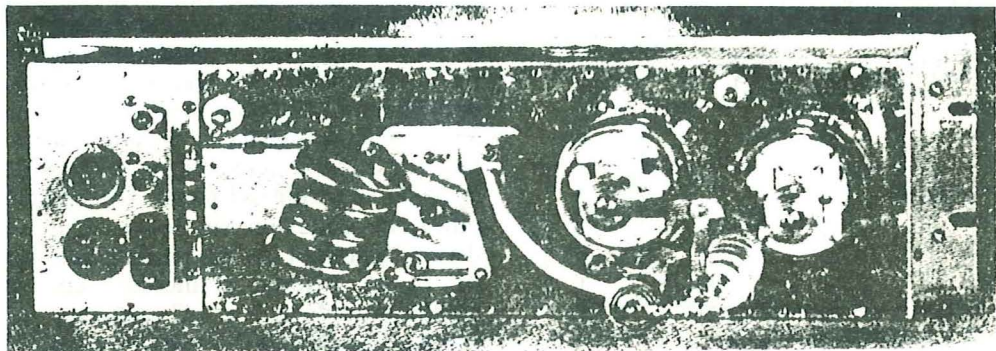
entre en la parte inferior del panel del chasis. Un extremo de esta pantalla es visible en la vista interior del amplificador, justamente a la derecha del transformador de polarización.

Sujetar el panel frontal, colocado hacia abajo, de forma que sobresalga una pulgada o dos del banco de trabajo. Insertar los ejes de extensión de C1 y C2 a través de los orificios del panel frontal y centrar el chasis sobre el pa-

frontal al chasis. Después de comprobar la alineación de estos orificios separar el panel frontal.

CONEXIONADO.

Instalar una regleta de conexión de tres terminales sin toma de masa centrada entre T1 y R1 y a una pulgada detrás del borde frontal del chasis. Los conductores de los primarios de T1 y T2, así como los conductores proce-



Vista posterior del amplificador de 10 m. Los conectores agrupados a la izquierda son para entrada y salida de la R.F., entrada de c.a., control de la polarización de espera y entrada de la alta tensión. El conector pequeño situado en la parte inferior derecha de las 813's es para alimentar el motor del ventilador.

nel cuidadosamente como anteriormente. Señalar sobre el panel, siguiendo el contorno del chasis, una marca fácilmente visible. Quitar el panel del chasis de los raíles y volver a poner los raíles cuidadosamente dentro de la marca señalada en la parte posterior del panel frontal. Sujetando los raíles en esta posición y con un estilete o lápiz largo transferir al panel los dos orificios exteriores situados en los bordes de cada pieza extrema. Similarmente, transferir el segundo orificio de cada extremo de los raíles de los lados largos y asimismo los ocho orificios del extremo izquierdo del rail inferior y los nueve orificios del rail superior. Señalar con un punzón y perforar orificios de paso para los tornillos de metal laminado del número 6 y 1/2 pulgada empleados para sujetar el panel

dentos de J5 se conectarán al terminal del centro y al del lado izquierdo. Uno de los conductores de la c.a., de 115 V, procedente de J4, también se conectará al terminal izquierdo, mientras que el otro conductor de c.a. va al terminal del lado derecho de la regleta de conexión. Cuando el panel frontal se instale en el chasis, se llevarán conductores flexibles desde los terminales central y del lado derecho hasta el conmutador de la alimentación.

La colocación de la mayoría de los restantes componentes puede deducirse de la fotografía de la vista interior.

Mucha parte del conexionado puede realizarse antes de instalar el panel P517 permanentemente sobre los raíles. Emplear conductores del número 12 para el circuito de filamento. Para el conexionado de la alimentación

de la polarización puede emplearse hilo de conexión aislado. Conectar los conductores de J5 de forma que alcancen la regleta de conexión cerca del transformador de filamento. Emplear orejetas de soldadura dobladas, debajo de las cabezas de los tornillos del montaje de C1 y C2, para sujetar los hilos en su posición y evitar que hagan contacto con el conexionado de alta tensión de R.F. Conectar conductores flexibles de 5 pulgadas a J3 y J4. Los conductores

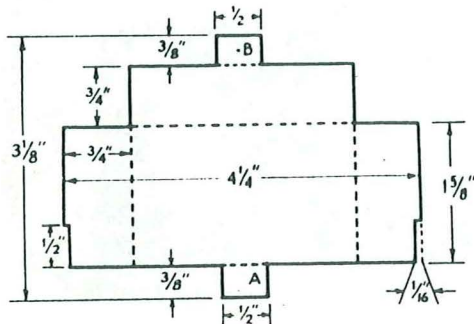


FIG. 3.—Esquema de la pantalla contra realimentación con sus dimensiones. El plegado se hace siguiendo las líneas de trazos. Ver el detalle en la fotografía.

de la alta tensión deben hacerse con cables para alta tensión o con conductores rígidos bien separados del chasis y demás metales. Sujetar el panel del chasis a los raíles con tornillos de metal laminado del número 12 por lo menos. Completar el conexionado y poner el chasis aparte.

EL PANEL FRONTAL.

Las asas de cromo colocadas a los lados del panel son Bud número H9168. Instalarlas a 7/8 de pulgada de cada extremo y equidistantes de la parte superior e inferior. Estas asas responden perfectamente cuando se tiene que sacar o poner el amplificador en el montante de bastidor. También aguantan todo el peso del amplificador cuando hay que ponerlo boca abajo sobre el

banco de trabajo para repararlo, con lo cual quedan protegidos los controles.

Con el panel boca arriba, situar, sobre una línea vertical distante 2 y 1/2 pulgadas del extremo derecho, tres orificios como sigue: el orificio para la lámpara piloto está a 1 y 1/2 pulgadas por debajo de la parte superior; el orificio para el conmutador de filamento está a 2 y 3/4 pulgadas por debajo de la parte superior, y un orificio de 5/16 de pulgada, para el eje de R1, queda a 1 y 1/2 pulgada por encima de la parte inferior. Hacer un orificio del número 25 que quede a 2 y 1/2 pulgadas a la izquierda de la lámpara piloto y a 1 y 1/2 pulgada por debajo de la parte superior del panel. Instalar un punto de conexión sin toma de masa de un terminal en la parte posterior del panel. Instalar el medidor con su centro situado a 3 y 1/2 pulgadas del extremo izquierdo del panel y a 2 y 1/2 pulgadas de la parte superior. El conmutador de corredera s.p.d.p., S2, va centrado directamente debajo del medidor. Colocar una orejeta de soldadura en el tornillo izquierdo del montaje de S2.

El soporte para R1 está hecho con una pieza de aluminio o latón de 1/8 por 1 por 2 y 1/2 pulgadas. Doblar un pie de 1 pulgada para acoplarlo al chasis, y después de perforar dos orificios del número 25 instalarlo con la línea central del soporte alineada con el orificio 5/16 de pulgada del panel. Dejar un espacio de 3/8 de pulgada entre el soporte y el panel. Transferir el orificio de 7/16 de pulgada y extenderlo con una lima redonda para simplificar el ajuste del eje de R1 en el orificio del panel.

Después de conectar el condensador de 0,01 μ F o microfaradios entre los terminales del medidor, conectar R3 entre el terminal positivo de M1 y la orejeta de masa situada en S2 y poner a masa los terminales de S2 más próxi-

mos a la orejeta. Conexionar R4 entre la borna negativa de M1 y el contacto central de S2. Conexionar R2 entre la borna positiva de M1 y el otro terminal de S2 y llevar un trozo de conductor de conexión macizo aislado desde este terminal del conmutador al punto de conexión próximo a la luz piloto.

El arrollamiento de 6,3 V de T2 puede utilizarse para la luz piloto. Pasar el conductor de la toma central de T1 por encima del eje de extensión de C1 antes de conectarlo a la borna positiva de M1. Esto evitará que pueda hacer contacto con el conductor de alta tensión o con el choque de placa. Dejar los conductores de la luz piloto, del conmutador de alimentación y de la alimentación de la polarización suficientemente flojos para que puedan ser fácilmente levantados por encima de los ejes de C1, C2 y R1 o separados de éstos.

Después de soldar estos conductores, colocar el panel frontal e insertar los diez tornillos de metal del número 6 de 1/2 pulgada en las perforaciones correspondientes. Colocar un trozo de tubo de 1/4 de pulgada que vaya desde la parte inferior del condensador de bloqueo al terminal del estator de C1, rodeando la 813 más próxima. El montaje de L1 dependerá del tamaño de la bobina, el cual, por supuesto, variará con la frecuencia de trabajo del amplificador que se esté construyendo. La fotografía de la vista posterior muestra el amplificador de 10 m con un extremo de L1 enganchado en C1 y el otro sostenido por un aislador vertical. En las placas de las 813's se utilizan sombreretes para la disipación del calor. Para conectar los sombreretes de los tubos a RFC3 se utilizan bandas de cobre de 3/8 de pulgada de anchura.

APANTALLAMIENTO.

La envuelta de apantallamiento se hace con secciones de lámina de alu-

minio perforado sujetas a un bastidor de ángulo de aluminio comercial de 1/2 por 1/2 de alas. Los bordes frontales de la pantalla solapan al chasis por las partes superior, inferior y lateral izquierda. El lateral derecho de la envuelta va asegurado a la pieza angular acoplada al panel del chasis.

Emplear tornillos de metal laminado del número 6 de 1/4 de pulgada para las uniones y separarlos unas 2 pulgadas en todo alrededor. El ventilador

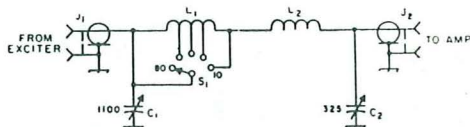


FIG. 4.—Circuito- π para acoplar los excitadores de impedancia fija a los amplificadores de rejilla a masa. Las capacidades están expresadas en pF.

C1: miniatura variable de triple sección; 365 pF por sección; las secciones en paralelo.—C2: miniatura variable del tipo de recepción (Hammarlund MC-325-M).—J1, J2: receptáculos coaxiales de montaje en chasis (SO-239).—L1: 17 vueltas del núm. 16, 1 y 1/4 pulgada de diámetro, 2 pulgadas de longitud, con tomas en las vueltas 10,4 y a partir del extremo de 10 m.—L2: 4 vueltas del núm. 12, 1 pulgada de diámetro, 1 pulgada de longitud.—S1: conmutador giratorio de cerámica de simple polaridad y 5 posiciones.

puede obtenerse de Allied Radio (Cat. núm. 72P715). Se instala adosado a la parte interior de la pared posterior de la envuelta de apantallamiento con el eje del ventilador exactamente enfrente de los sombreretes de las placas de las 813's. Antes de acoplar la parte superior de la envuelta, llevar los conductores de c.a. del motor del ventilador por la parte inferior hasta el zócalo de 2 patillas Jones, J5.

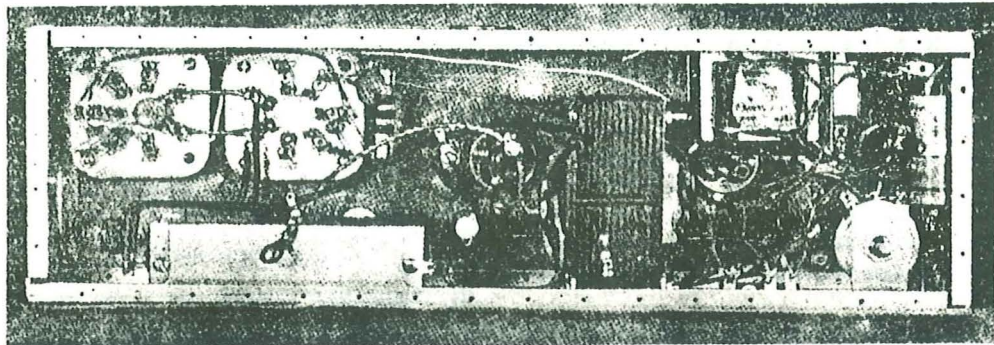
AJUSTE.

Comprobar la tensión de polarización y el circuito de filamento antes de aplicar la alta tensión. Se recomienda muy especialmente una fuente de

alimentación de alta tensión variable. Si no se dispone de la misma, preparar un dispositivo para incluir una lámpara de 100 W en serie con el primario del transformador de placa durante las pruebas. Una fuente de alimentación que entregue de 1.800 a 2.250 V de c.c. con una corriente de 400 a 500 mA es la ideal. Antes de aplicar la alta tensión, conectar una carga artificial a J2. Con una tensión en placa de 2.000 V,

amplificador lineal, en fonía, hará variar la corriente de placa hasta 150 mA aproximadamente. Con un silbido constante la corriente de placa aumentará hasta 400 mA. Durante el ajuste inicial, y posteriormente a intervalos de tiempo regulares, debe comprobarse la linealidad de la salida con un osciloscopio.

Para trabajar en C.W., emplear el mismo procedimiento que cuando se



Vista interior del chasis. El choque bifilar de filamento queda debajo de la de los zócalos de las 813's. El transformador de alimentación de la polarización está a la derecha del transformador de filamento, suspendido de la parte superior del chasis. El potenciómetro para el control de la polarización está en la esquina inferior derecha.

S2 en la posición de *placa* y los terminales de J3 cortocircuitados, ajustar R1 para una corriente de placa de 40 mA. Con la portadora inyectada en el excitador de B.L.U. y S2 en la posición de *rejilla*, ajustar la carga del excitador hasta obtener la lectura de plena escala en M1.

Conmutar S2 a *placa*, C2 al máximo y ajustar C1 para la mínima corriente de placa. Con tensión de placa reducida, disminuir la capacidad de C2 hasta obtener una corriente de placa de 200 mA, manteniendo la resonancia con C1. Con la tensión de placa aumentada a 2.000 V, ajustar C1 y C2 para una corriente aproximada de 400 mA. La corriente de rejilla debe ser de 100 mA.

Con el excitador ajustado para la salida normal de R.F. en B.L.U., el am-

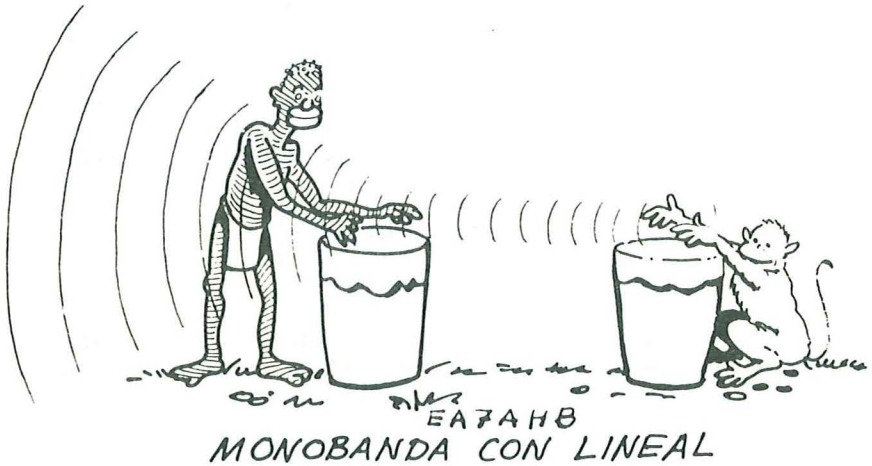
trabaja en B.L.U., ajustando R1 para que la corriente de placa sea aproximadamente cero y el excitador para una corriente de rejilla de 100 mA sin tensión de placa en el amplificador. Cargar el amplificador hasta 175 mA con tensión de placa reducida y luego hasta 350 mA con una tensión de placa total de 2.000 V.

ACOPLAMIENTO DEL EXCITADOR.

La mayoría de los excitadores que se emplean actualmente tienen una impedancia de salida con suficiente margen para poderlos adaptar al circuito de cátodo de las 813's. Esta impedancia varía desde un nominal de 140 hasta algo más de 200 ohmios, dependiendo de la frecuencia. En el caso de que la impedancia del excitador sea fija de

50 o de 70 ohmios, no se puede obtener excitación suficiente para las 813's. En tales casos, para conseguir la adaptación, puede emplearse un circuito-pi como el representado en la figura 4. En este ejemplo particular, los valores relativos de C1 y C2, en las proximidades

de la condición de un ajuste correcto son tales, que el condensador de salida, C2, tiene un efecto mayor que C1 sobre la sintonía. Por tanto, como control de la carga se emplea el condensador de entrada, C1, en vez del condensador de salida, C2.



Determinación de nuestros tanques

Por JAIME PLANAS MUNS (EA 3 NE)

En infinidad de ocasiones nos hemos hallado ante la dificultad de calcular las bobinas y tanques de nuestro transmisor, de manera que a más de resonar en la frecuencia deseada posean una relación L/C lo más óptima posible.

Nosotros, hasta el momento presente, echábamos mano de algunas fórmulas que hallábamos en algún libro o revista de radio, y tras efectuar los cálculos necesarios obteníamos el número de espi-

Sabemos que la capacidad necesaria para obtener el mejor rendimiento, viene dada por la expresión:

$$C = \frac{300 \times Q \times I_p}{f \times E_p} \quad (1)$$

Considerando un "Q" de 12, que según los entendidos y textos es más recomendable, y sustituyendo los valores I_p y E_p (corriente de placa del paso a calcular y

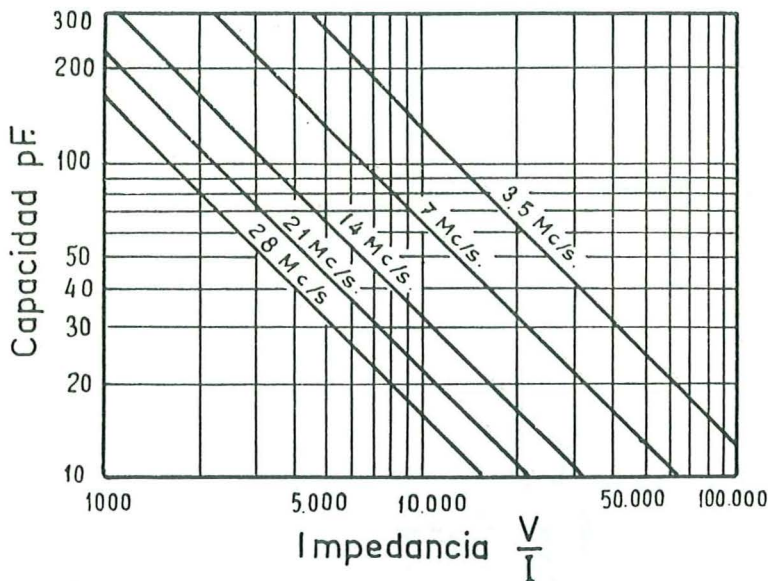


Fig. 1

ras, diámetro, etc., o sea los datos necesarios para obtener un tanque en aceptables condiciones para nuestro equipo.

Observamos que este método era algo lento y enojoso en caso de tener que determinar variado número de tanques, y más aún, para aquel que está enemistado con las ciencias exactas. Visto ello, nos decidimos a construir los siguientes diagramas, para la obtención rápida y fácil del resultado deseado en un principio.

tensión de dicho ánodo, respectivamente) por el de impedancia, obtendremos un diagrama donde la capacidad será función de la frecuencia y la impedancia.

Anotaremos que para hallar el valor adecuado de capacidad del tanque, primero dividiremos la tensión V por la intensidad de corriente A de dicho paso

(1) Ver artículo sobre "La relación L/C ".

(valores en voltios y amperios). Conseguido ese valor se tomará la vertical correspondiente a impedancias (ver fig. 1) hasta cruzar con la recta inclinada perteneciente a la frecuencia deseada, y desde este punto se trazará una horizontal hasta la escala de las capacidades.

Conocido que sea el valor de la capacidad, se continuará el cálculo. Sabido es que el mejor producto $L \cdot C$ viene dado por la fórmula

$$L \cdot C = \frac{25330}{f^2}$$

L = Autoinducción en microhenrios.

del valor C (capacidad) hasta hallar la línea inclinada correspondiente a la frecuencia, donde la horizontal que cruza este punto será el valor de autoinducción en microhenrios.

Una vez obtenido el valor de la autoinducción sólo falta determinar el número de espiras, diámetro y longitud, para que la bobina corresponda a la L calculada.

El número de espiras puede obtenerse por la ecuación

$$N = \sqrt{\frac{3a + 9b}{0,0787 \times a^2}} \times L$$

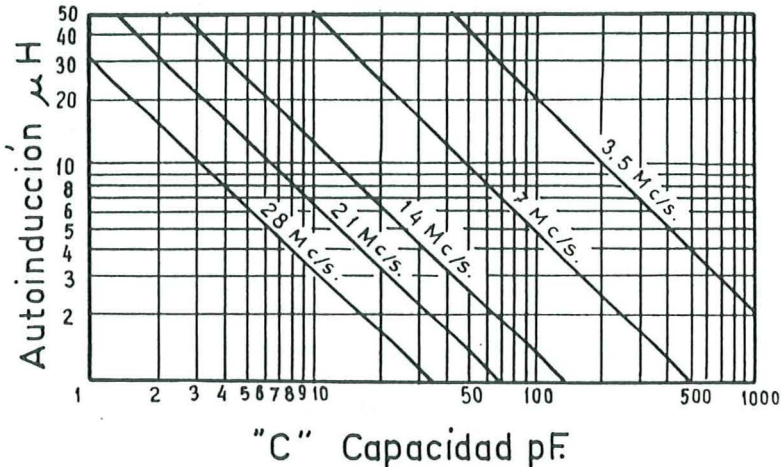


Fig. 2

C = Capacidad en picofaradios.

f = frecuencia.

Despejando L se tiene:

$$L = \frac{25330}{f^2 \times C}$$

Obtendremos así el segundo diagrama (fig. 2), donde la autoinducción L es función de la capacidad y de la frecuencia.

Para hallar este valor sobre el gráfico se procederá del mismo modo que para el caso anterior. Se tomará la vertical

donde

N = número de espiras.

a = diámetro de la bobina.

b = longitud de la bobina.

L = autoinducción en microhenrios.

Gracias a esta ecuación se ha obtenido el diagrama número 3, que sirve para fijar el número de espiras. En nuestros diseños hemos empleado bobinas en que su longitud es igual al diámetro.

Para hallar el número de espiras (ver fig. 3) se toma el valor de L , y en la in-

tersección con la línea inclinada perteneciente al diámetro de la bobina por nosotros escogido (expresado en cm.), trazaremos la horizontal, que fijará el

tratando de hacer resonar una bobina de 25, 40 y 60 espiras juntas, en 30 Mc., y hasta el momento no lo he logrado. Pueden ustedes imaginarse la cara que pusi-

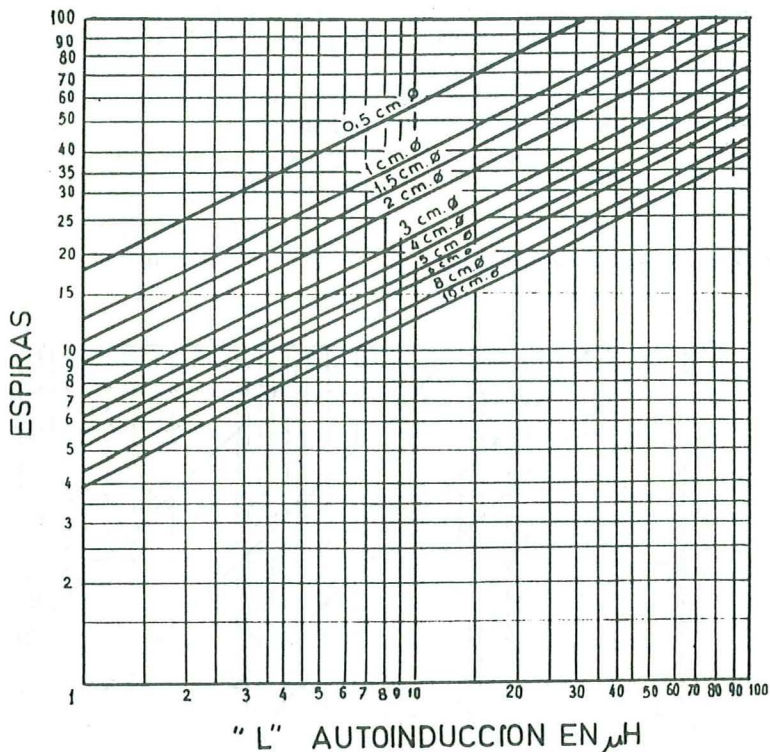


Fig. 3

número de espiras, teniendo así ya calculado el tanque:

Hablando de bobinas, viene a nuestra mente lo ocurrido en una reunión de OM's, en que uno de ellos nos contó:

—Estoy harto de experimentar; me he pasado un sinfín de domingos enteros

mos todos, pero entonces recordamos que, en reuniones anteriores, alguien "con mucha experiencia" le aconsejó de la siguiente manera:

"Mira, amigo, el mejor sistema para determinar las espiras de una bobina, no es otro que el tanteo" (?).

La relación «LC» Cálculo del Condensador de un tanque y la inductancia correspondiente

Javier MANGRANE
EA3GM 2.º Op.

Por experiencia sabemos las dificultades con las cuales tropieza el radioexperimentador cuando quiere sintonizar su equipo a tal o cual frecuencia. La mayoría de las veces se recurre al empirismo poniendo un condensador, luego una bobina y pidiendo controles hasta lograr la mejor relación entre el condensador y la bobina, con el fin de obtener la relación exacta.

Cuando multiplicamos L por C obtenemos una cantidad un número que aparentemente es abstracto, pero que constituye uno de los puntales en los cálculos radioeléctricos. Esta relación "LC" significa que la capacidad de un condensador, multiplicada por la autoinducción de una bobina, es igual a un producto donde cierta frecuencia esta en "resonancia". La capacidad puede ser pequeña y la autoinducción grande o inversamente el producto será siempre el mismo.

En radio-transmisión no se puede poner indistintamente un valor de C pequeño y L grande, o viceversa. Hay leyes que gobiernan esta relación y muchos llegan a la relación ideal, sin saber por qué con cierto condensador y bobina nuestro transmisor "sale" mucho mejor.

La relación LC se consigue dividiendo 25.330 por la frecuencia en megaciclos al cuadro o sea:

$$LC = \frac{25.330}{F^2}$$

Veamos como ejemplo, qué la relación LC corresponde a una frecuencia de 7 megaciclos; por la fórmula anterior tenemos:

$$LC = \frac{25.330}{7^2} = \frac{25.330}{49} = 516,93$$

O sea, que para 7 megaciclos la relación LC es de 516,93.

Este producto lo forman los factores: L, que es la autoinducción en microhenrios, y C, que es la capacidad en picofaradios, es decir, bobina multiplicada por condensador.

A simple vista se observa que el producto LC de: 516,93 puede ser el resultado de multiplicar 51,69 por 10, ó de multiplicar 102,38 por 5 o 25,85 por 20. En todos estos casos obtendremos siempre el producto de 516,93.

Pero no se trata, como dijimos antes, de conseguir dos cantidades cualesquiera para que, multiplicadas entre sí, nos den un producto deseado. Se trata de que esas dos cantidades tengan cierta relación o consonancia a fin de que ambas den el resultado más satisfactorio.

CALCULO DEL CONDENSADOR .

En vista de esto, nuestro siguiente paso será calcular el condensador que para cierta frecuencia nos de el producto LC deseado. En nuestro caso, el condensador deberá ser tal, que al multiplicarlo por la autoinducción de la bobina nos de el producto deseado de 516,93 ya que estamos en 7 megaciclos o 40 metros, para calcular el condensador necesitamos saber cuatro datos: el "Q" de la bobina, la corriente anódica o carga completa del paso final, la frecuencia de trabajo y la tensión de placa aplicado a la lámpara final. Conocidos estos datos, aplicamos la siguiente fórmula:

$$C = \frac{300 \times Q \times I_p}{f \times E_p}$$

en donde: C es la capacidad en picofaradios, 300 es una constante, Q también es una constante cuyo valor para un tanque final varía de 10 a 12, I_p es la corriente del paso final, F es la frecuencia en megaciclos, y E_p la tensión de placa del paso final.

Pongamos por ejemplo, un condensador de un tanque final, el cual trabajará a una frecuencia de 7 megaciclos con un Q de 10, una corriente de 100 miliamperios y un potencial de 600 voltios. For la fórmula tenemos:

$$C = \frac{300 \times 10 \times 100}{7 \times 600} = 71,4 \text{ pF}$$

O sea, que para 7 megaciclos necesitamos un condensador de 71,4 picofaradios. Conociendo ya esta cantidad, sí podemos calcular la bobina. Recordaremos que el producto LC para 7 megaciclos era de 516,93; luego tenemos: LC igual a 516,93; pero C igual a 71,4 pF; es decir, que $L \times 71,4$ igual a 516,93.

$$L = \frac{516,93}{71,4} = 7,24 \text{ } \mu\text{H}$$

La autoinducción de la bobina la obtenemos arrollando "cierto" número de vueltas de alambre apropiado sobre "cierto" diámetro, estando espaciadas las vueltas "ciertas" distancias. Estos tres "cieros" los solucionamos rápidamente si aplicamos la siguiente fórmula:

$$N = \sqrt{\frac{3a + 9b}{0,0787 \times a^2}} \times L$$

O sea que el número de vueltas de la bobina será igual a la raíz cuadrada de tres veces el diámetro del soporte de la bobina, más nueve veces la longitud del devanado de la misma, dividido por el producto de 0,0787, que es una constante por el diámetro al cuadrado; y este cociente total, multiplicado por la autoinducción en henrios, que en nuestro caso será de 7,24 microhenrios.

Si disponemos, por ejemplo, de un soporte de bobina de cinco centímetros de diámetro y el arrollamiento va a ocupar un espacio total de 10 centímetros tendremos:

$$N = \sqrt{\frac{3 \times 5 + 9 \times 10}{0,0787 \times 5^2}} \times 7,24 =$$

$$= \sqrt{386,32} = 19,6$$

O sea que necesitamos veinte vueltas, arrolladas sobre una longitud de diez centímetros y sobre un diámetro de cinco centímetros para obtener una autoinducción de 7,24 microhenrios.

NOTA: En el caso de un paso en contra fase la capacidad resultante la dividiríamos por cuatro y la autoinducción resultante la multiplicaríamos por cuatro también.

El «Q» del circuito tanque

Por I. PEDREZZANI

(Traducido de "Radio Rivista"
por M. MORAN MUJICA)

El término Q usado en las descripciones de los circuitos tanque de los osciladores o amplificadores de potencia en R. F. es, en muchas ocasiones, origen de dudas por parte de muchos OM.

Efectivamente, si el concepto no está bien claro, da mucho que pensar.

Los textos dicen que el circuito tanque de un amplificador clase C, debe tener un Q de 10 a 12; pero las bobinas de buena calidad que generalmente se usan, tienen un Q de 200 a 250; mientras que un buen condensador de aire puede tener un Q de 5.000; los términos parecen inconciliables.

Según los manuales, la fórmula del Q es la siguiente:

$$Q = \frac{X}{R} = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega CR}$$

Es, por lo tanto, el cociente entre la potencia reactiva (potencia devatiada) y la potencia real; de la relación de ambas se pueden sacar dos importantes conclusiones:

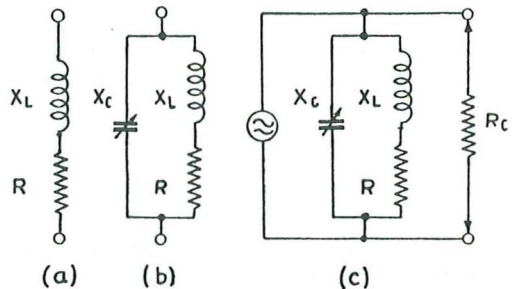
a) Que el Q de una resistencia pura es cero.

b) Que el Q de una bobina o condensador perfectos (o sea sin resistencia) es infinito. Entre cero e infinito hay una vasta gama de combinaciones.

EL «Q» EN LAS BOBINAS

Si no se tiene en cuenta la capacidad distribuida (capacidad que con mucha frecuencia da lugar a disgustos) la reactancia de una bobina es proporcional al producto de su autoinducción y de la frecuencia de trabajo.

Pero la bobina no presenta una reactancia de 100 por 100, porque el conductor de que está construida tiene cierta resistencia. Esta resistencia, al igual que la reactancia, está distribuida a lo largo



de la bobina, pero nosotros, para comodidad de discusión, la consideraremos toda reunida a un extremo de la bobina; en la figura a) vemos la reactancia pura X_L y la resistencia pura R puestas en serie.

Supongamos que X_L sean 250 ohmios;

que R sea 1 ohmio; por la fórmula anterior el Q de la bobina es:

$$Q = \frac{X}{R} = \frac{250}{1} = 250$$

Supongamos que aplicamos a los extremos del circuito de la fig. a) una tensión alterna de 1.000 voltios (valor eficaz); la impedancia de la bobina (1) es 250 ohmios o poco más, pero sin llegar a 251; considerémosla, no obstante, de 250 ohmios. Aplicando, por tanto, una tensión eficaz de 1.000 V., por la Ley de Ohm deduciremos que la atraviesa una corriente de 4 amperios, y la potencia reactiva será de:

$$4 \text{ A.} \times 1.000 \text{ V.} = 4.000 \text{ VA. (2)}$$

mientras que la potencia real en R será de

$$(4 \text{ amp.})^2 \times 1 \text{ ohmio} = 16 \text{ vatios (Ley de Joule).}$$

Los 16 vatios disipados bajo forma de calor se pierden en calentar la bobina. Por ahora nos detendremos aquí a recordar solamente que con un Q de 250 las pérdidas en la bobina son del 4 por 100.

Aplicando la fórmula $Q = \frac{X}{R}$ sólo hemos aprendido una cosa importante (pero que no es lo que buscamos), o sea que usando bobinas de elevado Q las pérdidas de potencia son tanto menores cuanto mayor sea el Q. Recordemos, además, que las pérdidas en la bobina no son exclusivamente debidas a la resistencia óhmica del conductor, sino también a la energía disipada en forma de calor en los soportes de dieléctricos de baja calidad, baquelitas, cartones, etc., y que un elevado Q en las bobinas se obtiene sólo

(1) La impedancia es dada por $\sqrt{X_2 + R_2}$ en nuestro ejemplo $\sqrt{250^2 + 1^2} = \sqrt{62501}$

(2) La potencia aparente se expresa por Voltios-Amperios = V. A.

La potencia real (vatios) = V. A. cos ϕ .

usando arrollamientos al aire, hechos con hilo plateado de grueso diámetro. (Si luego se pasa a las ondas métricas, las cosas se complican aún más.)

EL "Q" EN LOS CONDENSADORES

Hablamos sólo de condensadores con dieléctrico de aire usados en los circuitos tanque. Si los dieléctricos de los soportes son de alta calidad, la R es mucho menor de la que se encuentra en las bobinas y por lo tanto no es extraño encontrar un Q de 5.000 y las pérdidas por calentamiento serían (en el ejemplo citado) 1/20 de la bobina: 0,8 W.

EL "Q" DEL CIRCUITO TANQUE

En el circuito de la fig. b) se obtiene la resonancia cuando la reactancia capacitativa X_c es igual a la reactancia inductiva X_L .

Pero el circuito no es tan sencillo como lo hemos indicado, puesto que además están presentes, por un lado, el generador, y por el otro, la carga.

Si la carga la representamos como una resistencia (R_c), el circuito completo será el de la fig. c). En R_c hay una corriente (según la Ley de Ohm $I = \frac{E}{R}$);

la potencia disipada por R_c es:

$$P \text{ (vatios)} = \frac{E^2}{R}; \quad \text{sea } R_c = 5.000;$$

$$\text{tendremos } P = \frac{1.000^2}{5.000} = 200 \text{ vatios.}$$

El Q del circuito resonante bajo carga está dado por la relación

$$\frac{\text{potencia reactiva}}{\text{potencia real}}$$

Siendo $X_c = X_L$, la potencia reactiva es 4.000; como potencia real tenemos 16 vatios consumidos en la bobina, una

fracción de vatio consumida en el condensador variable y 200 vatios consumidos en la carga.

Ahora, prescindiendo de decimales, tendremos:

$$Q \text{ (del circuito)} = \frac{4.000}{200+16} = \frac{4.000}{216} = 18,5$$

Cuando se acopla (con un sistema cualquiera) una antena al circuito tanque, aplicamos al mismo una carga equivalente a R_c .

Así, en el caso del ejemplo, el generador (lámpara final de potencia) suministra 216 vatios, de los cuales 200 son cedidos a la carga.

El rendimiento del circuito tanque será del 92,6 por 100 ($\frac{200}{216}$).

Si el acoplamiento es flojo, puede darse el caso que la energía retirada del tanque sea de sólo 100 vatios; en tal caso, la situación es ahora

$$Q = \frac{4000}{100+16} = 24,5$$

El rendimiento baja al 86,3 por 100.

Si el acoplamiento es fuerte (suponiendo que el generador pueda suministrar una potencia mayor) puede darse el caso de que la energía retirada del tanque sean 400 vatios; en tal caso, el Q será 9,62, y el rendimiento sube a 96,2 por 100; ¿cuál de las tres es la carga óptima?

EL "Q" DE UNA CIRCUITO TANQUE UNIDO A UN GENERADOR EN CLASE C

Un amplificador clase B suministra a la carga una señal que se asemeja a una media onda (ángulo de circulación de 180°). La señal que da un amplificador en clase C es algo menor de una media onda (ángulo de circulación 120°), el

circuito tanque hace que la señal suministrada a la carga sea una onda entera. El circuito tanque cumple, más o menos bien, su función, según sea el Q bajo carga. El Q de 10 a 12 resulta ser el más conveniente para un generador monovalvular, no obstante, el ejemplo numérico anterior parezca que el mejor rendimiento se logre disminuyendo el Q . Ello sería correcto si los generadores no produjeran armónicas. Dada, no obstante, la presencia de armónicas a causa del modo de funcionamiento (de los circuitos B o C), es necesario que el Q no sea demasiado bajo; en efecto, la respuesta del circuito tanque a las armónicas está

dado por la expresión: $\frac{1}{nQ}$

donde n es el orden de las armónicas; 2 para la segunda, 3 para la tercera, etc.

La solución de compromiso entre el alto rendimiento y la discriminación de las armónicas está precisamente entre 10 y 15.

COMO SE ENCUENTRA EL VALOR DE LA REACTANCIA DESEADA

Establecida la tensión de trabajo del amplificador, se fija la R_c deseada para el mejor rendimiento de la válvula en base a sus características; conociéndose el Q , se aplica la fórmula

$$\text{reactancia} = \frac{R_c}{Q}$$

La reactancia inductiva X_L es igual a X_C , por tanto, una vez conocida la reactancia se buscan los valores de L y C para cada frecuencia de trabajo. El Q de la bobina y el del condensador, independientemente del Q del circuito, deben ser lo más elevados posible, a fin de que las pérdidas sean mínimas.

Cálculo de bobinas

Por LIDO GAGGINI, LU 1 HB

y J. J. ARRI, EA 2 EY

No siendo siempre fácil adquirir, al construir nuestros equipos, tal o cual bobina de marca, con tal o cual número de serie, resulta, pues, de interés conocer la forma por la cual podemos solucionar el inconveniente, con el mismo resultado de rendimiento, encarando la autoconstrucción de las bobinas necesarias.

Es por tal motivo, y rogando no se nos considere unas eminencias en la materia, que trataremos de explicar, en la forma más sencilla posible, la manera de hacerlo.

—*Frecuencia de Resonancia.*—La capacidad de resonancia, en un circuito sintonizado, para un mismo valor de Q , tiene una relación directa con su tensión y consumo. Por consiguiente es necesario conocer los valores de trabajos de las válvulas a emplear; ya por el cálculo previo o bien consultando las tablas dadas por sus fabricantes.

En transmisión, cuando no existan valores de mérito que obliguen a ello, tomamos un Q de 12, considerado como el valor intermedio ideal.

La capacidad de resonancia la obtenemos por la fórmula:

$$\frac{300 \times Q \times I_b}{F \times E_b} = C$$

de donde:

$Q = 12$ o el valor que se quiera emplear.

$I_b =$ Consumo en Ma.

$F =$ Frecuencia de trabajo en Megac.

$E_b =$ Tensión de corriente continua en voltios.

$C =$ Capacidad buscada en picofaradios.

Autoinducción.—Obtenida de la capacidad correcta para que un circuito resuene a la frecuencia deseada calculamos la autoinducción por la fórmula:

$$\frac{25.330}{F^2 \times C} = L$$

De donde:

$F^2 =$ Frecuencia en Mc/s, al cuadrado.

$C =$ Capacidad en pF, obtenida por la fórmula anterior.

$L =$ Autoinducción en microhenrios.

Si se desea, al calcularse F^2 puede hacerse con el valor que represente la frecuencia en el centro de banda. Por ejemplo, para una bobina de 7 Mc/s puede tomarse 7,15 Mc/s.

Ahora bien, si en nuestro cajón de elementos en desuso aparece un condensador que cae a las mil maravillas, y su capacidad no es la que la fórmula nos pide, podemos calcular a dónde se nos va el Q . Lo sabremos así:

$$\frac{C \times F \times E_b}{300 \times I_b} = Q$$

de donde:

C = Capacidad máxima de nuestro condensador en pF.

F = Frecuencia de trabajo en Mc/s.

Eb = Tensión de trabajo.

Ib = Consumo de trabajo en Ma.

En algunos casos (etapas separadoras, por ejemplo) un valor de Q, de hasta el doble no llega a ser crítico.

Número de vueltas.—Conocida la autoinducción, podemos ya calcular la cantidad de espiras que ha de llevar nuestra bobina.

Previamente es necesario tener un soporte, sobre el que hemos de bobinar; calculando también la longitud del devanado.

El número de vueltas se obtiene aplicando la fórmula:

$$\sqrt{\frac{(3d+9l) \times L}{d^2 \times 0,0787}} = n$$

de donde:

n = Número de vueltas.

3d = Tres veces el diámetro en cms. del soporte a emplear.

9l = Nueve veces la longitud en cms. que que ha de ocupar el devanado.

(Debemos sumar estos dos resultados obtenidos y multiplicar por:)

L = Autoinducción, según cálculo anterior.

d² = Diámetro del soporte, al cuadrado.

En la medición del diámetro debemos considerar, para mantener la mayor exactitud de cálculo, agregarle la medida de un diámetro del alambre a utilizar, ya que lo que interesa es el diámetro medio de la bobina, o sea medida entre sus centros de alambre.

Por ejemplo: Nuestro soporte es de tres centímetros de diámetro. La bobina hemos de construirla con alambre esmaltado de un milímetro. Para cálculo tomamos: 3,1 centímetros.

En algunos casos poseemos una bobina cuya autoinducción desconocemos. Medimos su longitud en centímetros y su diámetro también en centímetros, y aplicamos la fórmula:

$$\frac{0,0787 \times d^2 \times l^2}{(3d + 9l)} = L$$

de donde:

d² = Diámetro en centímetros al cuadrado.

l² = Longitud del devanado en centímetros al cuadrado.

3d = Tres veces el diámetro en centímetros.

9l = Nueve veces la longitud del devanado en centímetros.

L = Autoinducción en microhenrios.

Bobinas de Rejilla.— Normalmente, cuando se trata de válvulas que no requieren una elevada potencia de excitación, tal como las 807, se toma para cálculo las siguientes capacidades de resonancia:

Banda de 80 metros, 200 pF

Banda de 40 metros, 100 pF

Banda de 20 metros, 50 pF

Banda de 15 metros, 35 pF

Banda de 10 metros, 25 pF

Estos valores son para circuitos simples. Cuando se utilicen bobinas alimentadas al centro, con condensadores de doble sector, se utiliza la mitad de la capacidad citada.

Tratándose de lámparas, por lo general triodos, que requieren elevada potencia de excitación, la capacidad de resonancia se obtiene con mayor exactitud, aplicando la fórmula

$$\frac{300 \times Q \times Cc^2}{f \times W} = C$$

de donde:

Q = 12, o el valor que se estime emplear.

Cc² = Corriente continua de rejilla al cuadrado (en mA.).

f = Frecuencia de trabajo en Kc/s.

W = Potencia de excitación en vatios.

Los regímenes de cc. y potencia de excitación se obtienen por las características de las válvulas, dadas por sus fabricantes.

Bobinas alimentadas al centro.—Hasta aquí hemos visto las distintas fórmulas que entran en juego para el cálculo correcto de nuestras bobinas. Antes de dar un ejemplo práctico haremos las consideraciones del caso, para cuando se trate de circuitos que emplean condensador de estator dividido.

La capacidad de resonancia necesaria para cada mitad del condensador doble stator, es a la vez la mitad de la capacidad obtenida por nuestra fórmula.

En el cálculo de la autoinducción reemplazamos el valor de C por el de su mitad, y el resultado será la autoinducción de cada mitad del devanado, las que sumadas entre sí, darán lógicamente su valor de L total.

Al calcular el número de vueltas, se toma como longitud del devanado la medida en centímetros que ha de ocupar la mitad de la bobina. En una palabra, se procederá como si se tratara de dos bobinas separadamente, cada una de ellas con la mitad de la autoinducción necesaria.

Todo esto en el caso de que sea necesario introducir el eslabón variable en el centro de la bobina.

En caso de bobinas alimentadas al centro, pero con un eslabón fijo, se procede de la siguiente manera:

1. Se calcula la capacidad de resonancia.

2. Se calcula la autoinducción reemplazando el valor de C obtenido, por su cuarta parte; o sea que si la fórmula nos ha dado una C de 100, en el cálculo de la autoinducción tomamos 25 pF.

3. Se calcula el número de vueltas con la longitud total de la bobina.

4. Se toma la alimentación en su mismo centro.

Daremos a continuación un ejemplo:

Necesitamos una bobina en placa de una 6L6, para la bnda de 40 metros. La 6L6 ha de trabajar con 250 voltios a un consumo aproximado de 50 mA.

1. Calculamos la capacidad:

$$\frac{300 \times 12 \times 50}{7 \times 250} = 103 \text{ pF (prácticamente } 100 \text{ pF).}$$

El condensador a utilizar en este paso ha de tener, pues, como mínimo 100 pF. Lo óptimo serían unos 140 a 150 pF.

2. Calculamos la autoinducción:

$$\frac{25.330}{F^2 \times 100} = \frac{25.330}{49 \times 100} = 51 \text{ H.}$$

3. Calculamos el número de vueltas:

Realizaremos la bobina sobre un so-

porte de tres centímetros de diámetro, y la longitud del devanado la calculamos en tres centímetros. Para cálculo del diámetro agregamos un milímetro, o sea el espesor del alambre a usar.

$$\sqrt{\frac{9,3 - 27 \times 51}{9,61 \times 0,0787}} = \sqrt{\frac{36,3 \times 51}{0,7463}} = \sqrt{244} = 15 \text{ vueltas}$$

Otro ejemplo: Necesitamos una bobina para placa de dos 807 que en 40 metros trabajaran a 600 voltios y 150 mA. Como se trata de un paso en contrafase necesitamos un eslabón ajustable central. La bobina la realizaremos en cuatro centímetros de diámetro y una longitud de seis centímetros con alambre de un milímetro.

1. La capacidad por la fórmula nos da aproximado 130 pF.

2. Calculada la autoinducción con la mitad de la capacidad obtenida, o sea 65 pF, obtenemos un valor de 8 μ H para cada mitad del devanado.

3. Calculamos el número de vueltas para cada bobina, tomando como longitud del devanado tres centímetros; lo que nos da como resultado 15 vueltas

4. Confeccionamos dos bobinas de 15 vueltas cada una, las que unimos dejando un espaciado conveniente para la introducción del eslabón ajustable.

Si se realizara el cálculo correspondiente, con la cuarta parte de la capacidad necesaria, y el total de la longitud del devanado, para una misma bobina pero sin necesidad de eslabón ajustable, el resultado serían 29 espiras. La diferencia de una espira se justifica en la depreciación de los decimales en el cálculo.

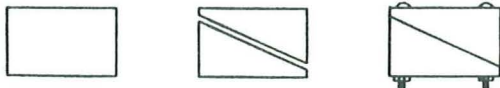
Construcción de bobinas.—En los casos en que las bobinas son confeccionadas sobre soportes comerciales, su construcción es simple. Se realizan las perforaciones para introducir los terminales del alambre, separados en la medida que ha de ocupar la longitud del devanado.

Se bobinan las espiras necesarias y se le da la separación uniforme, ya utilizando otro alambre, un hilo, etc., etc., para luego fijarla definitivamente, con una solución de resina disuelta en alcohol; de "lucita" disuelta en cloroformo o bien cemento "Duco" (tal es el nombre conocido aquí) disuelto en acetona.

Tratándose de bobinas construidas al aire, se procederá de la siguiente forma:

Es necesario poseer uno o más soportes, comúnmente de madera torneada, con un diámetro de 3, 4 ó 5 cms., o la medida que nos haga falta. La longitud de la madera torneada puede ser de unos 15 a 20 centímetros.

Al cilindro de madera se le practicará, con sierra, un corte transversal en forma tal que nos queden dos cuñas, las que volveremos a armar como cilindro, practicando en sus extremos las perforaciones correspondientes para asegurarlas con un tornillo pasante con tuerca.



Se recubre el soporte con un trozo de papel, en el cual hemos marcado previamente la longitud que ha de ocupar la bobina terminada.

Sujetamos un extremo del alambre a usarse, previamente estirado, a un borne del tornillo del soporte y enrollamos las espiras necesarias. La otra punta del alambre la aseguramos al tornillo que nos ha quedado libre.

La separación correcta y uniforme la obtenemos devanando en igual forma, otro alambre de diámetro apropiado, entre las espiras de lo que ha de ser la bobina. Hecho lo cual, y con cuidado, re-

tiramos el alambre que utilizamos como separador. Si hemos procedido con prolijidad y esmero, veremos que las espiras devanadas primeramente no se moverán, quedando con su separación correcta. Para ello es necesario que al devanar se haga de la forma más tirante posible.

Con celuloide de aproximadamente 0,8 a un milímetro de espesor cortamos unas tiritas de 2, 3 ó 4 milímetros de ancho por el largo necesario, le colocamos una capa de "Duco", o cemento pega todo, y a una separación de 90, 120 ó 180 grados, depende del diámetro de la bobina, le adherimos dichas tiritas. Es necesario dejar secar el cemento por lo menos 24

horas, sobre todo si la bobina ha sido realizada con alambre grueso, para que luego no se deforme.

Una vez perfectamente seco el conjunto, se quitan los tornillos pasantes a la forma y se hace deslizar una de sus partes en forma de cuña, retirándose la bobina. Será necesario quitarle el papel que haya quedado adherido y luego, con unas tiritas de celuloide similares a las anteriores, se cementan por su parte interior. Lo que exigirá nuevamente unas 24 horas de secado.

Con lo cual queda la bobina en condiciones de ser usada.

Cálculo fácil de las bobinas de un amplificador de radiofrecuencia

(Tomado de "OA 40", vol. IV, núm. 5.504/5.505.)

Sabemos que cuando la proporción L/C es grande, aparecen armónicas, y no es posible la sintonización perfecta de la frecuencia deseada. Por otro lado, tenemos que una gran capacidad y autoinducción pequeña origina una circulación excesiva de corriente, y, como efecto de todo ello, se producen pérdidas notables, en directo perjuicio de la eficiencia de la etapa final (o multiplicadora). Aun cuando debamos de convenir uno de estos dos factores como de mayor importancia un Q conveniente será el seleccionado.

El Q de 12 es el más conveniente, en vista de lo anterior. Usando un diagrama del "Handbook", para fijar la capacidad en relación a la tensión y corriente aplicadas a una etapa final, llegamos a lo siguiente:

Tensión en placa... ..	600 voltios.
Corriente... ..	200 mA.
Proporción V_a/I_a	3

Y tenemos que, según el diagrama, las capacidades serían:

Para 80 m.	340 pF.
Para 40 m.	170 pF.
Para 20 m.	80 pF.
Para 15 m.	60 pF.
Para 10 m.	40 pF.

que serían las capacidades recomendadas solamente para el condensador, sin considerar las correspondientes al circuito y otras adicionales.

Ahora, para fijar la autoinducción, recomendamos el uso de los siguientes extractos de las fórmulas originales, que no consignamos en su totalidad por ser muy grandes:

$L (\mu H) \times C$ (pF)	Bandas
2.067	3.5 Mc/s.
517	7.0 Mc/s.
129	14.0 Mc/s.
75.5	21.0 Mc/s.
32.2	28.0 Mc/s.
1.22	144.0 Mc/s.

Este producto, dividido entre la capacidad, es el que permite obtener la autoinducción requerida en μH , pero para ello necesitamos conocer las capacidades adicionales del circuito.

Para salir de la teoría y entrar en la práctica, usamos el diagrama que aparece acompañando este trabajo, para lo cual debemos seguir las siguientes instrucciones de empleo:

Espiras necesarias (n) por la autoinducción deseada (L):

Dividimos el diámetro de la bobina (D) por la longitud posible (B). Apuntamos esto en la regla de corrección. El dato obtenido lo aplicamos al eje horizontal de la autoinducción deseada. Moviendo la regla en sentido horizontal hasta el punto de reunión con la línea del diámetro (D), el eje vertical nos acusará el número de espiras necesarias.

Trabajando a la inversa, podemos también fijar la autoinducción de una bobina (L).

La distancia entre espira y espira la obtendremos dividiendo la longitud (B) de la bobina por el número de espiras obtenidas.

Las cifras entre paréntesis en la regla de corrección indican la proporción más conveniente entre el diámetro del alambre (D) y distancia entre espiras (S).

Por ejemplo:

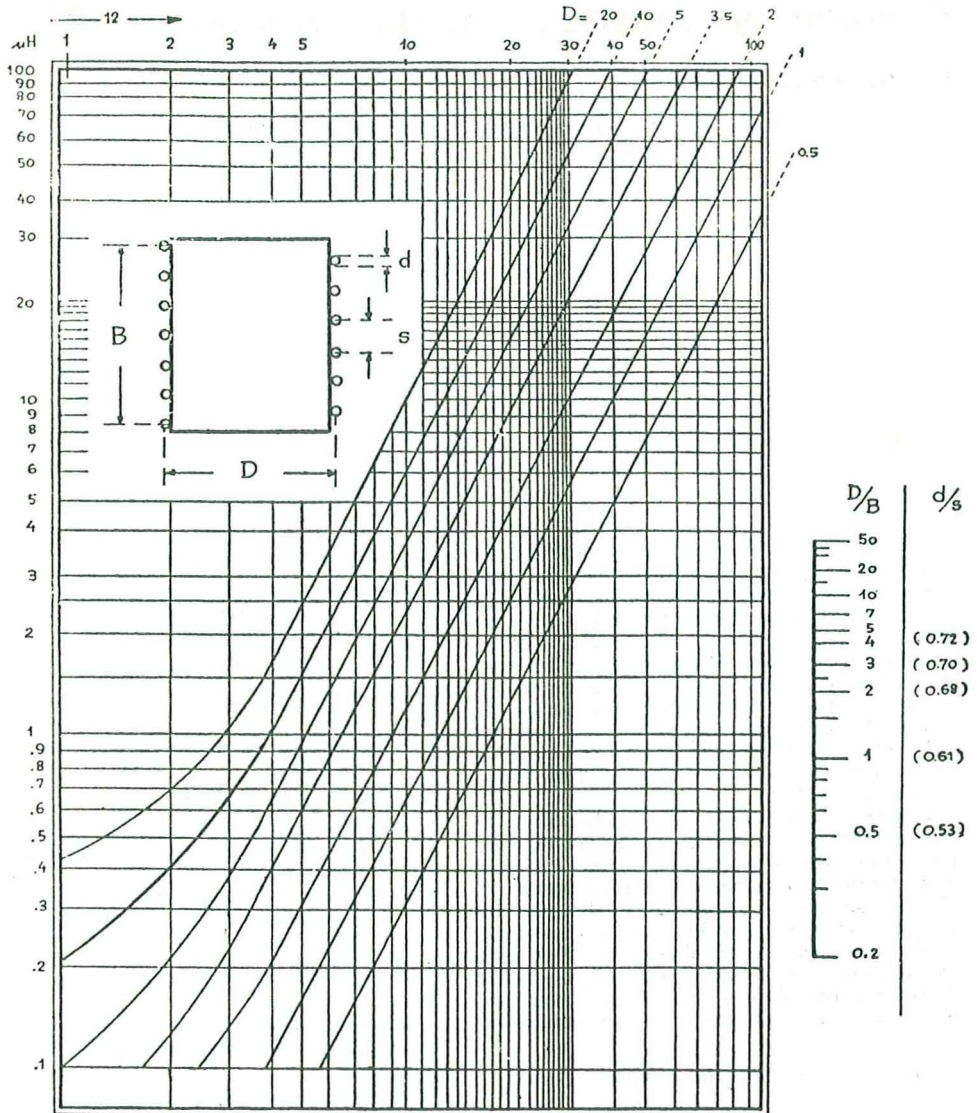
La proporción diámetro D a longitud B es 1.

La cifra correspondiente es 0,61.

La distancia S , será también 1.

Entonces, el diámetro del alambre D es: $D/S = 0,61$, de donde llegamos a: $D = 0,61 \times S$; y

Finalmente: $0,61 \times 1 = 0,61$ (D).



Proyecto y construcción de bobinas de R.F.

Por HERBERT S. BRIER

Traducido de "Radio and Television News", por Antonio Novales (Buenos Aires)

Por razones fácilmente comprensibles, el experimentador en electrónica rara vez hace las válvulas, condensadores, resistencias y componentes parecidos utilizados en los equipos que construye. Pero, en cambio, muchas veces hace o modifica las bobinas de radiofrecuencias para llegar a conseguir el coeficiente de autoinducción y otras características necesarias para una función determinada. Afortunadamente, no es labor difícil cuando se ha comprendido totalmente el problema.

Las tres propiedades más importantes de una bobina son su coeficiente de autoinducción, su tamaño y sus pérdidas. Aunque, dado un cierto espacio, puede construirse en él una bobina de cualquier coeficiente de autoinducción, las pérdidas van en aumento al disminuir el espacio disponible. Por esta razón, deben ser estudiadas las tres propiedades citadas. Vamos a considerar, en primer lugar, el coeficiente de autoinducción.

Cálculo del coeficiente de autoinducción

Existen muchas fórmulas para calcular el coeficiente de autoinducción. Algunas son de mucha exactitud, pero al utilizarlas es preciso realizar muchos cálculos o consultar determinados gráficos para obtener el valor de ciertas constantes. Otras son menos exactas, pero de uso más práctico. De esta clase son las ecuaciones (1) y (2), que proporcionan resultados suficientemente aproximados en las aplicaciones usuales:

$$L = \frac{R^2 N^2}{9R + 10l + 11D}, \quad (1)$$

que también puede escribirse:

$$N = \frac{\sqrt{L(9R + 10l + 11D)}}{R}, \quad (2)$$

en las cuales:

L = Coeficiente de autoinducción, en microhenrios.

N = Número de espiras.

R = Radio del soporte donde se haya devanado la bobina. más la mitad del espesor del devanado D.

D = Espesor del devanado. (Se omite en las bobinas de una sola capa de espiras.

l = Longitud del devanado.

Todas las dimensiones hay que expresarlas en pulgadas. Para mayores detalles, ver figura 1.

Estas fórmulas tienen una exactitud del 1 por 100 cuando el coeficiente de autoinducción no es muy pequeño. Si $\frac{L}{R}$ no es

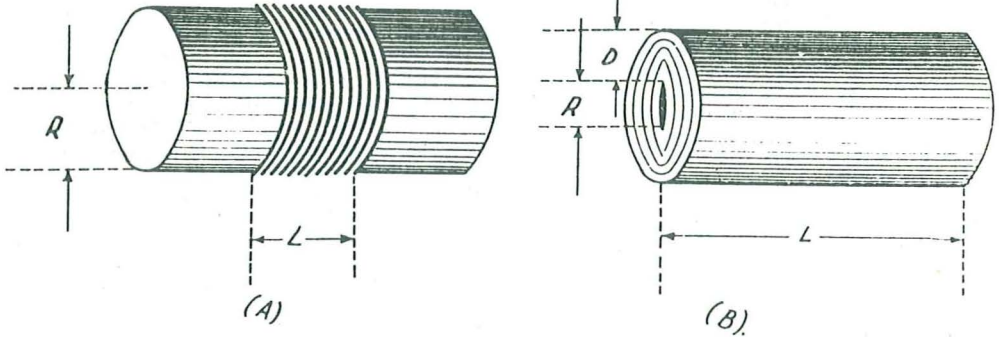
menor de 0,8, aproximadamente, la separación entre espiras no es demasiado grande. Finalmente, D, L y R son aproximadamente iguales en las bobinas de varias capas de espiras.

Para valores de coeficientes de autoinducción menores que un microhenrio, los resultados obtenidos son de un 5 a un 10 por 100 inferiores a los reales.

Calidad de una bobina

La calidad de una bobina, o "Q", viene determinada por la relación entre su reactancia inductiva, X_L , y sus pérdidas, R. Es difícil de ser determinada "a priori"; sin

"Litz". Sin embargo, su diferencia con el conductor rígido es tan pequeña, por encima de 500 kc/s., que rara vez se usa en frecuencias superiores a la última citada. Por debajo de 500 kc/s., y para economizar espacio, se utilizan bobinas con varias ca-



(A) Bobinas de una sola capa.

Fig. 1

(B) Bobinas de varias capas.

R = Radio del soporte.
L = Longitud del devanado.
D = Espesor del devanado en las de varias capas.

embargo, los trabajos experimentales de muchos investigadores han establecido los factores que determinan bobinas de alto "Q". Estas condiciones son:

— Debe ser de gran diámetro y contener un mínimo de material aislante, a excepción del aire.

— Su longitud no debe ser apreciablemente menor que la mitad de su diámetro (valor óptimo), ni mucho mayor que el doble del diámetro.

— Debe devanarse con el alambre de mayor diámetro posible que permita acomodar las espiras necesarias en la longitud disponible especificada, siempre que la separación entre espiras sea ligeramente menor que el diámetro del alambre; y

— Cuando el diámetro del conductor, la separación entre espiras, etc., son óptimas, el "Q" de la bobina varía aproximadamente con el cuadrado del diámetro.

Para bobinas de radiofrecuencia, es preferible utilizar alambre rígido. Puede ser esmaltado o desnudo si se trata de bobinas con espiras separadas, pero el hilo con dos capas de algodón dará una bobina de un "Q" ligeramente mayor que con alambre esmaltado cuando se devana a espiras juntas, ya que el espesor del algodón, en realidad, separa las espiras ligeramente.

Para frecuencias por debajo de 1.500 kilociclos/segundo se prefiere el cable de

pas de espiras, aunque se reduce algo el "Q".

Conviene proteger los devanados de la humedad con una capa de esmalte de pocas pérdidas si se desea conservar el alto "Q". Esto es muy necesario, sobre todo con las bobinas que se construyen con hilo cubierto de doble capa de algodón.

Normalmente, conviene alto "Q" para las bobinas, aunque no siempre.

La anchura de banda de un circuito resonante se define como la zona de frecuencias en la cual la tensión en extremos del condensador no desciende por debajo del 70,7 por 100 del valor que tiene en resonancia. Está determinada por el "Q" del circuito, de acuerdo a las siguientes relaciones:

$$Q = \frac{F_o}{F_s - F_i} \quad (3)$$

$$\text{Anchura de banda} = \frac{F_o}{Q} \quad (4)$$

en las que:

F_o = Frecuencia de resonancia.

F_s = Frecuencia superior para la cual la tensión se reduce al 70,7 por 100 de su valor a resonancia.

F_i = Frecuencia inferior para la cual la tensión se reduce al 70,7 por 100 de su valor a resonancia.

Anchura de banda = $F_s - F_i$.

Al ser conectadas las bobinas en un circuito, se reduce el "Q" efectivo de la combinación resonante (condensador - bobina) por lo menos un 50 por 100; por esta razón, en las etapas de R.F. sintonizada de los receptores de radiodifusión pueden utilizarse bobinas con un "Q" de hasta 100 sin que se produzca un corte excesivo de las bandas laterales. En los transformadores con sintonía en primario y secundario, afectan al "Q" de la bobina, entre otras variables, la anchura de banda deseada, la cantidad de acoplamiento entre bobinas y el número de etapas. En transformadores de F.I. es usual utilizar bobinas con "Q" de 50 a 150.

En frecuencias superiores a las de la banda normal de radiodifusión, el "Q" de las bobinas utilizadas en receptores y pasos de baja potencia de transmisores queda muy influenciado por el espacio disponible.

En cuanto a los circuitos tanque de las etapas finales de los transmisores, se necesitan bobinas grandes con alto "Q", pues de no ser así se calientan a veces lo bastante como para fundir las soldaduras o estropear el soporte del devanado.

Otro sitio en donde se desea un alto "Q" es en la bobina de carga de antenas móviles, debido a que sus pérdidas determinan en gran parte el rendimiento de la antena.

En la Tabla núm. 1 se relacionan algunas bobinas y los valores de "Q" que deben esperarse de ellas.

Bobinas sintonizadas con núcleo

Es bien conocido el hecho de que una bobina con núcleo de hierro pulverizado tiene mayor coeficiente de autoinducción que otra de iguales dimensiones, pero sin núcleo, debido a la alta permeabilidad del núcleo de la primera. En frecuencias bajas, los núcleos de hierro pulverizado ayudan a conseguir un elevado coeficiente de autoinducción con dimensiones limitadas. También es posible, en estas frecuencias, utilizar un anillo de hierro pulverizado alrededor de la bobina para aumentar aún más su autoinducción y para reducir su acoplamiento con otros elementos del circuito.

Desgraciadamente, todos los núcleos de hierro pulverizado tienen pérdidas que aumentan con la frecuencia; por consiguiente, encontraremos siempre una frecuencia por encima de la cual, al colocar el núcleo en una bobina, aumenta sus pérdidas en más de lo que crece su L.

Por esta razón, en las altas frecuencias es necesario reducir la proporción: hierro a cemento aislante del núcleo, para disminuir las pérdidas. Al hacer esto, se reduce la permeabilidad del núcleo de un valor superior a 100, en los núcleos empleados en

bajas frecuencias, a menos de 5, en núcleos proyectados para uso en frecuencias de 100 Mc/s. y superiores. Esto limita el aumento que podríamos conseguir de la autoinducción con núcleos de hierro pulverizado en frecuencias elevadas.

Frecuentemente se utilizan núcleos ajustables para variar el valor de la L de las bobinas. Este sistema se utiliza en los transformadores de F.I. con sintonía por permeabilidad, bobinas deflectoras de T.V., e incluso para sustituir a los condensadores variables en los circuitos de sintonía de los receptores de onda corta o de radiodifusión.

En altas frecuencias, la propiedad más útil de las bobinas con núcleo variable es la de poder ajustar su autoinducción al valor exacto deseado. Las que se pueden conseguir en el comercio permiten una variación del 10 al 50 por 100. El tanto por ciento exacto depende de la relación entre los diámetros del núcleo y la bobina, relación de longitud a diámetro y permeabilidad del núcleo. Existen fórmulas para calcularlo, pero es más práctico, corrientemente, determinar el número de espiras necesarias para una autoinducción ligeramente inferior a la deseada con el núcleo lo más extraído posible. De esta manera, al introducir el núcleo, atornillándolo, conseguimos el valor de L deseado.

Hasta los 100 Mc/s., aproximadamente, el "Q" de estas bobinas es poco afectado por la posición del núcleo, aunque en general aumenta ligeramente al introducir el núcleo en la bobina. Todo ello en el supuesto de que hagamos trabajar a la bobina dentro de la banda de frecuencias para la que ha sido proyectado el núcleo. En el extremo superior de la banda, al introducir el núcleo puede disminuir el "Q" ligeramente.

En frecuencias superiores a 100 Megaciclos/segundo, cualquier núcleo de hierro pulverizado tiene excesivas pérdidas. Además, la autoinducción necesaria, en ese caso, es generalmente tan pequeña, que cualquier incremento de ella puede ser un inconveniente innecesario; de ahí que en su lugar se utilicen núcleos de cobre o de hojalata. Estos núcleos reducen la autoinducción tanto como la aumentan los núcleos de hierro de dimensiones similares. Siempre reducen algo el "Q" de la bobina, pero pueden hacerse mínimas las pérdidas dando un baño de plata al núcleo. Los núcleos de cobre y hojalata pueden emplearse en cualquier frecuencia, pero su mayor aplicación la tienen en frecuencias elevadas.

Como indicación de lo que puede esperarse de bobinas con sintonía por núcleo de diferentes dimensiones en diversas frecuencias, el señor Theodore B. Robinson, Inge-

niero Encargado de Bobinas de The National Co., Malden Mass, preparó la información contenida en la segunda parte de la Tabla 1. Los valores que en ella figuran se refieren a bobinas con núcleos sobre soportes "National", pero podrían aplicarse con gran aproximación a las de dimensiones similares de otros fabricantes.

La Tabla puede servir también como indicación aproximada de los valores de "Q" para las bobinas tipo de estas dimensiones, porque las unidades se han proyectado de modo que admiten un cambio moderado de la autoinducción, sin afectar notablemente otras características de la bobina.

Blindaje

En la práctica, cuando los circuitos que contienen autoinducciones están sintonizados en la misma frecuencia, y sus bobinas se encuentran próximas, es necesario blindar por lo menos una de ellas, para evitar que se produzcan acoplamientos. Pueden reducirse al mínimo las pérdidas ocasionadas por el blindaje rodeando la bobina de un blindaje de aluminio o cobre suficientemente grande para que la periferia del devanado diste del blindaje más de medio diámetro de la bobina que se blindada. En estas condiciones, la autoinducción de la bobina se reducirá aproximadamente un 10 por 100 cuando $\frac{l}{D} = 0,5$; el 13 por 100, cuando

$\frac{l}{D} = 1$, y el 17 por 100, cuando $\frac{l}{D} = 2$, siendo l la longitud de la bobina, y D, el diámetro de la misma.

Un blindaje de menor tamaño aumentaría las pérdidas y reduciría mucho la autoinducción. Por ejemplo, un blindaje que supere a la bobina solamente en un 10 por 100 del diámetro de ésta reducirá la inductancia de un 70 a un 85 por 100.

El primer paso para proyectar una bobina es determinar el coeficiente de autoinducción que se necesita, que en un circuito resonante viene determinado por la frecuencia y la capacidad, de acuerdo a la fórmula:

$$f = \frac{1.000.000}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (5)$$

en la que f es la frecuencia de resonancia, en kilociclos.

$2\pi = 6,28$.

L = Coeficiente de autoinducción, en μH ; y

C = Capacidad, en pF.

Una bobina para la banda normal de radiodifusión debe sintonizar 1.650 kc/s. con la capacidad de sintonía en su mínimo valor. Bajo estas condiciones, la capacidad se aproxima a 50 pF. Resolviendo con estos datos la ecuación (5), encontramos $L = 185$ microhenrios aproximadamente.

Para calcular las dimensiones de una bobina de 185 μH ., elegimos arbitrariamente el diámetro: por ejemplo, 1 $\frac{1}{2}$ pulgadas, y una longitud de 2 pulgadas, y resolviendo con estos datos la ecuación (2), tendremos:

$$N = \frac{\sqrt{L \times (9R + 10L)}}{R} = \frac{\sqrt{185(9 \times 0,75 + 10 \times 2)}}{0,75}$$

En la Tabla 2 observamos que 94 espiras de alambre esmaltado del número 28, con espaciado entre espiras igual a dos tercios del diámetro del alambre, llenarán esa longitud, o bien 94 espiras juntas de alambre del número 28, con dos capas de algodón.

Para bobinas con espiras separadas, un pequeño cambio en el tamaño del alambre rara vez producirá grandes diferencias en los resultados, siempre que no sufran variación el número de espiras y la longitud del devanado. Pero con bobinas construídas con espiras juntas, un pequeño cambio en el diámetro del alambre puede dar lugar a una variación notable en el coeficiente de autoinducción. Entonces, si necesitamos usar alambre de diferente diámetro, o utilizar un soporte de bobina de diferentes dimensiones que las especificadas en una tabla de bobinas, es recomendable calcular el coeficiente de autoinducción de la bobina original, y después calcular una nueva con el mismo coeficiente, ayudándonos de las ecuaciones (1) y (2).

Para igualdad en las otras circunstancias, las bobinas construídas al aire, sin soporte, son las de mayor "Q". Pero son muy deformables cuando se construyen con alambre fino. El poliestireno tiene pérdidas solamente un poco mayores que el aire, y una bobina construída sobre un soporte delgado de poliestireno puede compararse favorablemente, en rendimiento, a una bobina de iguales dimensiones sin soporte. El "teflon", probablemente, sería mejor que el poliestireno, pero es muy caro, y hasta ahora no se disponen soportes para bobinas con esta substancia. Desgraciadamente, el poliestireno no puede ser utilizado en donde las temperaturas sean superiores a 50 grados centígrados. Además, no es lo suficientemente estable, mecánicamente, en aquellos cir-

cuitos en que la exactitud de la frecuencia tenga que ser de primer orden.

Los soportes de porcelana se recomiendan en donde se requiere mucha estabilidad mecánica y eléctrica, y en donde las elevadas temperaturas perjudican a otros materiales aislantes.

Las bobinas construídas con otros materiales tendrán pérdidas algo mayores que las mencionadas, pero la diferencia en rendimiento entre las bobinas construídas con soportes de bajas pérdidas a las normales rara vez son de importancia en frecuencias inferiores a los 15 Mc/s. Esto es debido a que las pérdidas en el soporte no suelen rebasar el 20 por 100 de las totales que se producen en la bobina.

Los zócalos de válvulas antiguas sirven en ocasiones de soportes prácticos para pequeñas bobinas. En especial, tienen relativamente pocas pérdidas los zócalos utilizados en algunas válvulas especiales y pequeñas válvulas transmisoras (5R4GY, 807, 811, etc.).

Un método corriente de sujetar el extremo del hilo devanado en las bobinas pequeñas consiste en hacer una fila de agujeros y pasar el alambre hacia el interior primero, y luego, por otro, hacia el exterior. Pero en los soportes enchufables solamente se hace un agujero, y el extremo del hilo se lleva luego a la espiga de contacto del soporte, y se suelda a ella.

Un sistema que aconseja el autor consiste en colocar un conductor, preferiblemente grueso, entre el agujero y la espiga del zócalo, a la cual se suelda. Este sistema es muy conveniente, sobre todo cuando el número de espiras hay que variarlo frecuentemente en sucesivos experimentos.

Las bobinas de hilo de gran diámetro terminan más fácilmente en tornillos que atraviesan el soporte con la cabeza por dentro del mismo. Cualquiera que sea el método utilizado, hay que hacer los agujeros en el soporte antes de devanar el alambre.

Probablemente, la mejor manera de hacer el devanado a mano consiste en sacar del carrete la cantidad de alambre necesaria, y se engancha dicho carrete en un tornillo de banco. Se envuelve la mano con un trapo, y desde el tornillo se tira del alambre, haciéndolo pasar por el trapo para tensarlo. Se fija el conductor al soporte por el extremo alejado de herramienta del banco. Se comienza a devanar girando la bobina y marchando hacia el banco mientras se mantiene el alambre en tensión, y se van contando las vueltas.

Cuando hay que separar las espiras, se hace la separación en forma aproximada mientras se devanan, porque si se hace primero la bobina con las espiras juntas y

luego se separan se aflojará todo el devanado. Cuando se han dado las vueltas necesarias y se han fijado los extremos del devanado, puede igualarse la separación bobinado momentáneamente otro trozo de alambre o cuerda entre las espiras.

Puede conducir a malos resultados quitar el aislamiento del extremo del alambre de una bobina mientras tratamos de mantener tirante el alambre. Se simplifica la operación deteniendo el devanado media vuelta antes del final, mientras se raspa el alambre con papel de esmeril.

Bobinas al aire

Las bobinas con espiras al aire sin soporte del devanado pueden construirse de la siguiente forma: Se arrolla una capa de papel encerado sobre un soporte apropiado, y se colocan de tres a cinco varillas de poliestireno equidistantes, dándoles una longitud algo mayor que la bobina. Se mantienen fijas, sujetándolas por los extremos. Cuando está hecho el devanado, se extiende una capa de cemento "Duco" casero o de poliestireno líquido sobre cada varilla. Se deja endurecer durante varias horas, aplicando luego otra capa de cemento, dejando nuevamente que se endurezca, y sacando luego la bobina del soporte. Se corta después la longitud sobrante de la varilla.

Puede pegarse otra tira más grande de poliestireno por la parte externa de la bobina, opuesta a una de las tiras internas, para poder colocar la bobina en un enchufe o para mayor facilidad en su manejo.

Cuando sólo hay que construir una bobina, puede utilizarse un soporte de cartón, que se rompe al sacar la bobina, una vez terminada. Pero si se desea un soporte mejor, puede construirse con un trozo de madera de dimensiones apropiadas, debidamente torneado.

Córtese luego con una sierra esta pieza de madera diametralmente. Colóquense tornillos en cada extremo del soporte para mantener unidas las dos mitades y para fijar los extremos del alambre durante la construcción de la bobina. Para mantener la bobina bien cilíndrica, y para que sea más fácil sacarla, es conveniente colocar una chapa de metal blanco de espesor igual al material arrancado por la sierra al efectuar el corte entre las dos mitades. Tirando primeramente de esta chapa es más fácil luego sacar el soporte de dentro de la bobina.

Bobinas con tomas

Las bobinas con tomas, utilizadas frecuentemente en transmisores de aficiona-

dos, crean algunos problemas especiales. En primer lugar, las tomas siempre disminuyen algo la calidad de la bobina, pero no mucho si se compara esta pérdida con la comodidad conseguida en el cambio de bandas y en la reducción de tamaño de los equipos.

Pueden disminuirse las pérdidas con las siguientes consideraciones: En frecuencias elevadas, las vueltas eliminadas del circuito actúan como una capacidad en paralelo con las vueltas activas. Esto hace que el número de espiras necesarias que pase a alcanzar una frecuencia determinada sea menor. Además, cuando la mayor parte de las bobinas quedan muertas, el factor de mérito del resto es muy malo.

Por estas razones, rara vez se utiliza una sola bobina con tomas para sintonizar una banda de frecuencias cuyos extremos estén en una relación mayor que 6 a 1. Lo corriente entre aficionados es utilizar una bobina separada para la banda de 28 Megaciclos/segundo en serie con otra grande, con tomas para las bandas entre 21 y 3,5 Megaciclos/segundo, y una tercera para la banda de 2 Mc/s. Las tomas que no se utilizan se conectan entre sí.

A veces, una porción cortocircuitada de una bobina con tomas puede resonar en una

de las bandas de mayor frecuencia, absorbiendo la mayor parte de la potencia generada en esta frecuencia. Moviendo la toma causante de ello, puede correrse la resonancia a una frecuencia que no moleste.

Para realizar las tomas en bobinas hechas sobre soportes, se dobla el alambre hacia atrás unos pocos centímetros cuando se bobina, y se retuerce varias veces, continuando después el arrollamiento. Se agujerea el soporte en un punto conveniente, se corta el alambre pasando una de las puntas por ese orificio y se fija después en el punto apropiado. Después se pasa la otra punta por el mismo orificio, llevándolo al mismo terminal, pudiendo continuar el devanado.

En las bobinas con espiras al aire se hace fácilmente una toma, preparando un gancho en el extremo de un alambre y alrededor de la espira en que se va a efectuar la derivación, y soldándolo a continuación. Las vueltas contiguas a aquella en que se efectúa la toma pueden presionarse ligeramente hacia adentro para dejar más espacio libre alrededor de la derivación. Cuando se efectúa la soldadura, puede emplearse un trozo de papel de aluminio por debajo de la toma, para evitar que queden soldadas las espiras próximas.

TABLA NUM. 1

"Q" aproximado de bobinas usuales en diferentes frecuencias. Los números entre paréntesis son las designaciones de fábrica de "National Co." para los soportes de bobinas utilizados en la confección de estos datos. Soportes de igual calidad que éstos darán resultados análogos.

PRIMERA PARTE

Diámetro Cms.	Longitud Cms.	Número de espiras	Diámetro del alambre	Inductancia aproximada Microhenrios	Frecuencia Mc/s.	"Q"
7,6	7,6	60	N.º 20	185	1	230
3,8	10	123	" 28	185	1	140
1,9	∴	130	" 30	100	2	125
10	3,1	8	3,17 mm.	10	4	525
10	3,1	8	" 18	10	4	300
4,5	11,5	70	" 18	70	4	160 350
2,5	35	9	" 18	1	15	250 A B
1,25	16	13	" 18	1	15	130 C C

NOTAS: A — En soporte sólido de cartón

B — En tubo de poliestireno.

C — En soporte de baquelita.

(Los datos originales estaban expresados en pulgadas.)

SEGUNDA PARTE

“Q” con los núcleos de hierro pulverizado proyectados para la frecuencia de trabajo y con el núcleo en su posición media

Diámetro de la bobina Cms.	Frecuencia	“Q”	Frecuencia	“Q”	Frecuencia	“Q”
	— Mc/s.		— Mc/s.		— Mc/s.	
1,25 (XR50)...	5	130	10	160	20	200
2,5 (XR62)...	2	160	10	300	20	310
1,9 (XR72)...	2	120	10	240	20	260
0,67 (XR81 y XR83)...	5	90	20	120	50	120
0,95 (XR91 y XR93)...	5	110	20	140	30	150

Capacidad de resonancia: 100 pF. hasta 20 Mc/s., y 30 pF. para 30 y 50 Mc/s.

NOTA.- Los datos originales venían dados en pulgadas.

TABLA NUM. 2

Tabla simplificada de alambre. Utilícese esta Tabla junto con las fórmulas del texto.

Número del alambre	ESPIRAS POR CENTIMETRO ¹		Metros por Kg. (D)
	Esmaltado	Dos capas algodón	
10	3,8	3,5	20,7
12	4,7	4,3	32,6
14	6	5,5	51,5
16	7,5	6,5	80
18	9,4	7,8	126
20	11,5	10,7	200
22	14,5	11,8	310
24	18,2	14	533
26	22,8	16,5	750
28	28,5	19	1.180
30	40	22	1.600
32	45	25	2.100
34	56	27,6	4.130

(D) El alambre esmaltado tendrá hasta un 25 por 100 más metros por kilogramo en los tamaños pequeños tabulados aquí.

NOTAS: Los datos originales venían expresados en pulgadas, pies y libras.

Si se desea expresar R, l y D de las fórmulas (1) y (2) en centímetros, habrá que multiplicar el resultado obtenido en la fórmula (1) por 2,54, y el de la fórmula (2) por 0,63.

El circuito tanque en PI

Por M. MICELI (IISN)

Traducido por M. MORAN MUJICA

Las ventajas mayores del circuito en PI son: la fácil conmutabilidad de las distintas ondas, adaptación relativamente fácil a cargas diversas, y su posibilidad de reducir las interferencias a la TV.

Las dificultades son: el cálculo más difícil de los elementos que lo constituyen y la realización práctica de una bobina de choque (L_x de la fig. 1) que sea realmente eficaz.

El circuito, como se sabe, no sirve para adaptar líneas bifilares, debido a que tiene un lado a masa; es recomendable, en el caso de antenas de un cuarto de onda o menos ("ground-plané" y emisoras móviles), en la alimentación de cables coaxiales y para la alimentación de antenas "largas", o sea mayores de media longitud de onda y unidas al final, aunque esta última disposición raramente se use hoy día.

En el caso de antenas de un cuarto de onda y cable coaxil, la impedancia es relativamente baja: 30 a 80 ohmios, mientras que en el caso de antenas "largas", alimentadas en un extremo, la impedancia puede ser alta: mayor de 1.500 ohmios.

Como hemos indicado anteriormente, salvo circunstancias rarísimas, para el

OM, no es de utilidad el empleo de impedancias de salida altas, debido a que una fuerte tensión de radiofrecuencia se encuentra dentro de los muros de la habitación y, además de las pérdidas en la

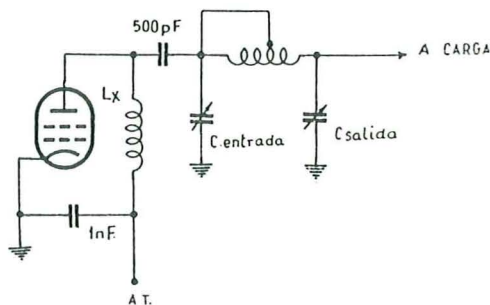


Fig. 1. Tanque en PI: $C_{\text{entrad.}}$, ver figs. 2 y 3 y fórmula 1; $C_{\text{sal.}}$, idem id.; L_x , ver fórmulas 2 y 3; L_x , ver texto.

potencia radiada, se producen interferencias a la radiodifusión y TV.

Por el contrario, es muy interesante el caso de las bajas impedancias, porque asociando el tanque en Pi con el cable coaxil, se puede realizar un transmisor completamente cerrado, sin bobinas intercambiables y con muy pocas interferencias a la TV; la energía de radiofrecuencia puede circular dentro de la ha-

bitación dentro de un cable coaxial que puede ser colocado en el muro, como cualquier conductor telefónico o de iluminación.

CALCULO DEL CIRCUITO

1) Para las salidas en baja impedancia se utilizarán los gráficos de las figuras 2 y 3, para la determinación de los valores C de entrada y C de salida, en

voltios, mientras Ia representa la corriente anódica expresada en miliamperios.

2) Para las salidas a alta impedancia tendrá la misma capacidad que la usada normalmente para sintonizar un circuito tanque en paralelo; para la autoinducción L se usará la fórmula de Wheeler. Para el condensador de salida se usará una capacidad correspondiente a una reactancia igual a la mitad de la impedancia de la carga; o sea, que si admitimos que la carga sea una antena con una impedancia de 2.000 ohmios, la reactancia Xc será de 1.000 ohmios; mediante la fórmula 1, dada la reactancia y la frecuencia, se encontrará la capacidad en pF. Este criterio para el cálculo del condensador de salida es válido hasta cuando la resistencia Rc, encontrada con la fórmula 4, da un valor comprendido entre 1.500 y 2.500; si la cifra supera los 2.500, la reactancia del condensador de salida podrá ser igual a la impedancia de la carga (o sea la antena).

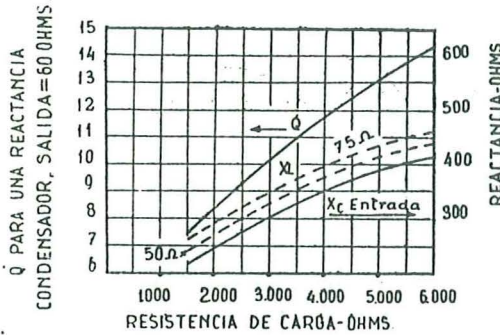


Fig. 2

función de las respectivas reactancias. Para convertir la reactancia Xc en picofaradios se usará la fórmula:

$$\frac{159.000}{Xc \text{ Mc/s}} = \text{capacidad en pF} \quad (1)$$

El valor de la autoinducción L, expresado en microhenrios, se encuentra con la fórmula:

$$\frac{0.159 \cdot X_L}{\text{Mc/s.}} = \text{inductancia en microhenrios} \quad (2)$$

Para X_L, o sea la reactancia de L, se eligen estos valores:

$$X_L = Xc \text{ de entrada} + 25 \text{ ó } 30 \quad (3)$$

Para la resistencia de carga de la válvula se usa la siguiente fórmula:

$$Rc = 500 \frac{Va}{Ia} \quad (4)$$

Va es la tensión anódica expresada en

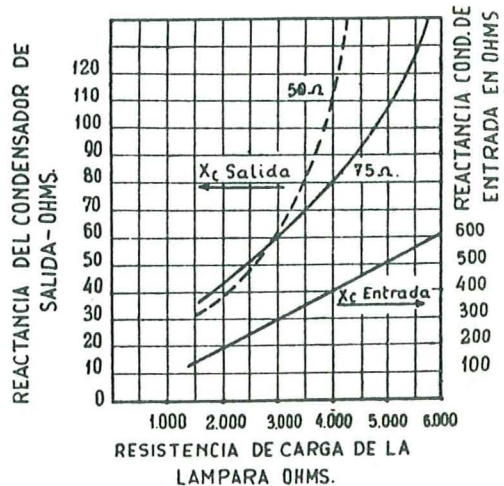


Fig. 3

LA BOBINA DE CHOQUE Lx

La bobina de choque Lx es el punto débil del circuito, debido, principalmen-

te, a la capacidad distribuida entre las espiras, la cual, al variar la frecuencia, se comporta de distinta manera. Para aclarar ideas, la bobina en 80 metros se comporta normalmente, o sea como una autoinducción con una resistencia en serie; si se pasa a una frecuencia más elevada (supongamos 7 ó 14 Mc/s.), puede darse que la capacidad distribuida se comporte de manera de crear un circuito resonante en paralelo, aunque ello no nos daría ninguna molestia, pues el circuito resonante en paralelo es sabido que tiene una impedancia muy elevada; pero pudiera darse el caso que la capacidad prevaleciese sobre la autoinducción, y entonces nos encontraríamos que en lugar de un choque tendríamos un desacoplo de baja impedancia que dejaría pasar la energía hacia el circuito de alimentación en vez de bloquearla.

Hacer una bobina de choque que funcione bien en todas las bandas comprendidas entre los 80 y 10 mts. no es fácil.

W1JEQ ha estudiado a fondo el problema, y en el número de mayo de 1954 de "QST" publicó los interesantes datos que copiamos: para una bobina de choque que tenga una autoinducción de 78 microhenrios, su diámetro debe ser de 25,4 mm. y el devanado ocupar una longitud de 100 mm. El número de espiras será 112, de hilo esmaltado de 0,35, y cada espira, espaciada el diámetro de un hilo.

El soporte conviene de cerámica, pero en poliestireno también irá bien, y no excluimos el celuloide o el plexiglás.

Esta bobina presenta una resistencia de cerca de 0,5 megohmios en la banda de 80 metros, 1,4 megohmios en 40 metros, cerca de 2 megohmios en 20 metros, desciende a 0,3 megohmios en la banda de los 15 metros y vuelve a subir a 0,4 megohmios en la de 10 metros. La mínima resistencia se encuentra a 24 Mc/s., fuera, por lo tanto, de cualquier banda de aficionados.

Para obtener el espaciado de un diá-

metro se mide primeramente la cantidad aproximada del hilo necesario para el devanado; luego se cortan dos trozos iguales y se fijan las puntas de los dos hilos en un torno de banco o en cualquier otro apoyo fijo. Se empieza el devanado de los dos hilos en paralelo sobre el soporte de la bobina y teniendo bien tirantes ambos hilos se van arrollando sobre el soporte al mismo tiempo que se va caminando hacia el punto fijo, contando las espiras.

Cuando el devanado se ha terminado se da una débil capa de un buen cemento. Cuando se ha secado se deshace uno de los dos hilos y el que queda se vuelve a barnizar para suprimir las partes de cemento levantadas, de mal aspecto. El cemento debe ser dado en capa fina y

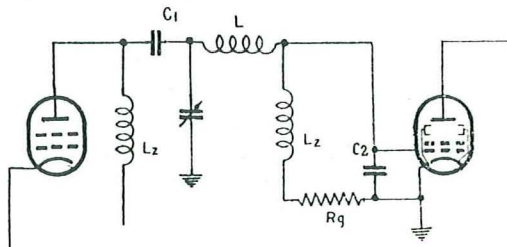


FIG. 4.—El circuito en PI como acoplador entre pasos.

sólo en los extremos del devanado, para evitar que aumente la capacidad distribuida.

EL CIRCUITO EN "PI" EN EL ACOPLAMIENTO ENTRE DISTINTOS PASOS

El acoplamiento en "pi" se presta también para acoplar el paso intermedio al final; adoptando este sistema no sólo se eliminan las bobinas intercambiables, sino también las armónicas altas del paso intermedio son fuertemente atenuadas en la rejilla del final, y ello es una contribución indirecta a la reducción de las armónicas.

El circuito PI es, además, una considerable ayuda para estabilizar los amplificadores de rejilla blindada, porque

rebaja la resistencia anódica del paso intermedio y carga más eficientemente el circuito de rejilla del amplificador.

En la figura 4 se ha representado el circuito, y vemos en C_2 una capacidad fija; este condensador está montado di-

TRANSMISORES CON CIRCUITO EN "PI"

El transmisor está dotado de un paso final de 807, atacada por una 6V6; los circuitos de entrada y salida de la 307

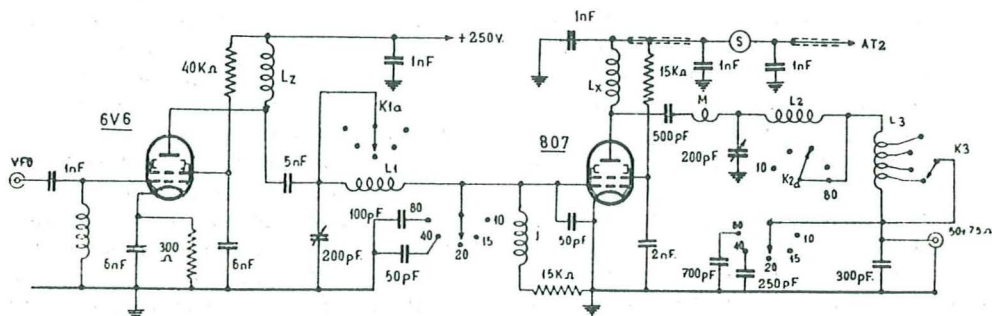


FIG. 5.—Transmisor con circuitos en PI.

rectamente en el zócalo de la final entre rejilla y cátodo; de esta manera deriva eficientemente a masa los armónicos altos. Su capacidad será de 150 pF o más; la bobina de choque L_z será una corriente de 2,5 mH.

son en PI; se cubren las gamas de 80 a 10 metros.

Las bobinas de los dos circuitos en PI son con tomas variables; para L_1 los datos y las tomas están dadas en la tabla; para L_2 , las tomas de los 40 y 20 metros serán determinadas experimentalmente; para los 10 metros, L_2 se cortocircuita y funciona sólo la L_3 , pequeña bobina que, además de funcionar sola en los 10 metros, sirve para hacer una regulación fina de las otras bandas.

El transmisor está montado en una caja metálica de 18 cms. de profundidad, midiendo el panel anterior 23×15 cms.

Al panel anterior se aplica por dentro un panel de aluminio de 15×13 , que sirve de divisoría entre el paso de potencia y el de ataque.

En el compartimento del paso de potencia y en el lado opuesto al panel frontal, cerca de la esquina de la derecha, está montado el zócalo de la 807, sobre cuatro columnas de 5 cms. de largo; los tornillos que fijan el zócalo se aprovechan para asegurar el blindaje de aluminio que envuelve a la 807 y que llega hasta la base de la placa.

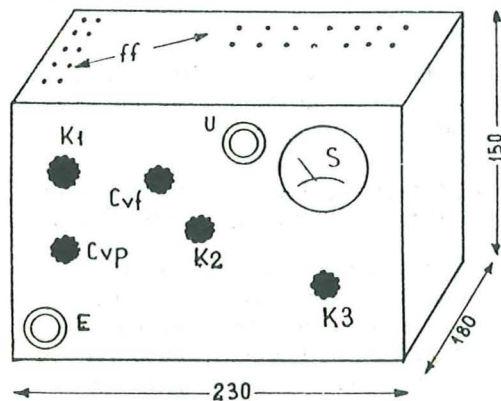


FIG. 6.—Bosquejo de la vista exterior del transmisor: C_{vp} , condensador variable del paso intermedio; E, conexión de entrada para cable coaxil del VFO; U, idem de salida idem id.; C_{vf} , condensador variable del paso final (placa 807); ff, agujeros de aireación.

LAS BOBINAS

La válvula, cuando está colocada, se encuentra inmediatamente detrás del miliamperímetro y está dispuesta horizontalmente; téngase esto presente al montar el zócalo.

Los conmutadores K_2 y K_3 , así como el condensador variable de la placa de la 807, están fijados al panel frontal.

En el otro lado del panel de aluminio encontramos otro blindaje intermedio de 11×5 cms., ortogonal al panel intermedio y paralelo al panel frontal; sobre este blindaje se encuentran el zócalo de la 6V6 (que debe ser del tipo GT) y la lámpara, cuya parte alta llega casi al borde posterior del panel; sobre el blindaje se encuentra también el conmutador K_1 .

Las bobinas se encuentran fijadas a los respectivos conmutadores.

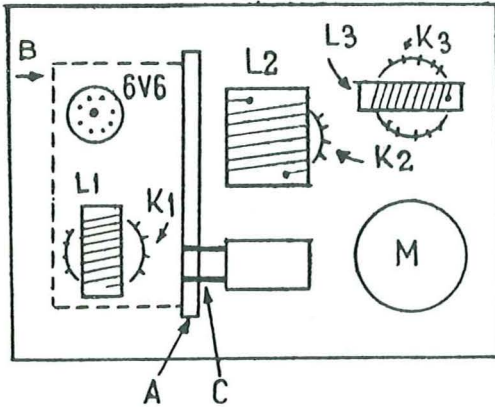


FIG. 7.—Bosquejo de la vista de atrás (interior) del transmisor. Panel frontal visto de atrás y boca abajo: M, instrumento de medida; A, plano de aluminio rebordeado de 13×15 cm.; B, blindaje intermedio de 11×5 cms., aplicado al panel frontal C, columnas de apoyo del zócalo y blindaje de la 807.

Los datos de las principales bobinas son los siguientes:

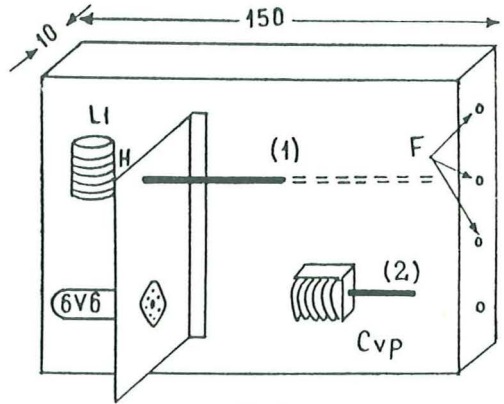


Fig. 8

L_1 = diám., 26 mm.; espiras, 43; longitud, 34 mm.; hilo 0,4 mm., espaciado de un diámetro; tomas en la 12 y 19 espiras a partir del lado de rejilla de la 807.

L_2 = diám., 54 mm.; 16 espiras longitud; devanado, 50 mm.; alambre, 1,5 milímetros; espiras espaciadas de un diámetro, con dos tomas a determinar experimentalmente.

L_3 = diám., 26 mm.; 15 espiras; longitud del devanado, 48 mm.; hilo de 1,5 milímetros; espiras espaciadas de un diámetro; tomas en la 2.^a, 3.^a, 4.^a, 5.^a, 6.^a, 7.^a, 9.^a, 11.^a, 13.^a, partiendo del lado de L_2 .

L_x = ver texto y fig. 1.

L_z = j = choque 2,5 mH.

M = 18 espiras de hilo 0,6 mm. esmaltado, devanado sobre una resistencia de 100.000 ohmios 1 vatio.

Atenuadores

Por LUIS GOMEZ DE TEJADA

Comandante de Ingenieros. Profesor de la E. A. I. T. E.

En los sistemas electrónicos (telefonía y radio) se hace todo lo posible por reducir las atenuaciones en las líneas. En los equipos de telecomunicación es necesario controlar las atenuaciones de las señales y atenuar por igual las diferentes frecuencias que la componen. El atenuador es una red de resistencias que sirve para ello. Consta, como decimos, únicamente de resistencias puras para que la frecuencia no influya sobre ellos.

Empleo.—Los atenuadores, o líneas artificiales, pueden ser simétricos, para intercalar entre redes acopladas de antemano, y asimétricos, que se insertan entre redes desacopladas, no sólo para introducir atenuaciones, sino también para mejorar el acoplamiento. Vamos a considerar únicamente los atenuadores simétricos. Su empleo específico es el siguiente:

- 1.º Para reducir la intensidad de las señales antes de la modulación o demodulación.
- 2.º Para obtener una reducción de la ganancia, dispuestos a la entrada de los amplificadores de ganancia fija.
- 3.º Para evitar sobrecargas, colocados a la entrada de los amplificadores.
- 4.º Para medir la ganancia de un amplificador, en conjunción con un voltímetro.

5.º Para mejorar el acoplamiento de impedancia en muchos casos.

6.º Para evitar el empleo de líneas largas en la prueba de aparatos.

Tipos.—Hay cuatro tipos. En tc , pi , H y cuadrado.

Teoría.—**Conexión de una resistencia en serie:** Un procedimiento muy sencillo de reducir las señales transmitidas de una red a otra es incluir una resistencia. El generador de resistencia interna R_g

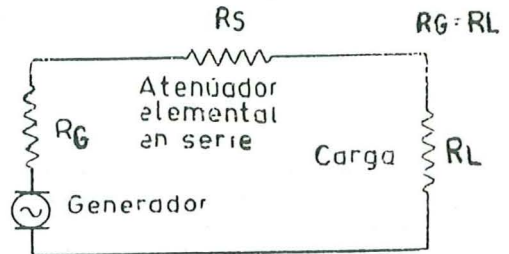


Fig. 1

en serie, como se presenta en la figura 1, transmite la señal. La resistencia R_s la recibe. En estas condiciones R_s reduce la señal que llega a R_L . La caída de tensión que produce la resistencia R_s disminuye la energía $P = V^2/R_s$ que se entrega en la R_L . Consecuentemente, la disposición de una resistencia en serie atenua la señal transmitida. Cuanto mayor

sea la resistencia puesta en serie mayor será la atenuación que introduce.

Este procedimiento no es satisfactorio

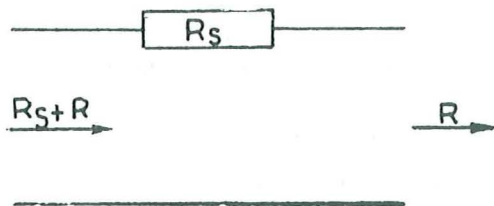


Fig. 2

cuando se trata de redes acopladas. En efecto, cuando R_G y R_L son iguales, como en la figura, la conexión de R_s produce un desacople en las redes originando reflexión de las señales y un eco perjudicial.

En el caso de una línea en la que debe conservarse en todo momento y lugar su impedancia característica, si se introduce una resistencia en serie se tendrán impedancias diferentes a ambos lados de la resistencia R_s (fig. 2).

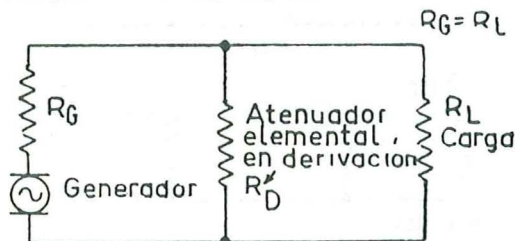


Fig. 3

Conexión de una resistencia en derivación: Otro sencillo procedimiento de atenuar las señales es derivar una resistencia R_D , como en la figura 3. Con R_D en el circuito la resistencia total, vista desde el generador, es menor. La corriente que circula es mayor; la caída de tensión en la resistencia interna del generador también es mayor y la tensión en R_L es menor. Como una reducción en las bornas de una resistencia origina una reducción en la energía a ella entregada, la recibida por R_L será menor que sin la resistencia R_D . Por tanto, la resistencia

en derivación introduce atenuación. Mientras menor sea la que se conecte, mayor será la atenuación que se produzca.

Tampoco este procedimiento sirve para atenuar las señales en redes que estén acopladas porque, como antes, el resultado sería un desacople con producción de reflexiones y ecos.

En el caso de una línea (fig. 4), se tendrían impedancias diferentes a ambos lados de la resistencia R_D .

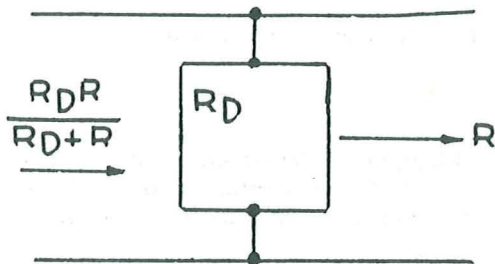


Fig. 4

ATENUADOR SIMETRICO T

En la figura 5 se ha representado este tipo. Sus dos resistencias en serie R_1 son iguales. Como es fácil ver, no existe equilibrio con respecto a tierra y su empleo es restringido. Se emplea cuando no es necesario el equilibrio con tierra.

Cálculo.—Para calcular un atenuador se debe conocer la atenuación que se de-

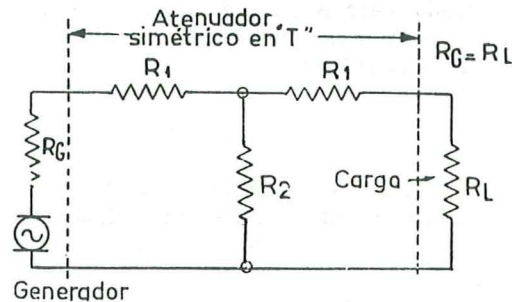


Fig. 5

sea introducir, o bien la relación de tensiones a la entrada y salida y la resisten-

cia característica del circuito a que va conectado. Las fórmulas empleadas son:

$$R_1 = R \frac{k-1}{k+1} \text{ ohmios}$$

$$R_2 = R \frac{2k}{k^2-1} \text{ ohmios}$$

$$\text{dB} = 20 \log_{10} K.$$

R = Resistencia característica.

R₁ = Resistencia en serie de cada lado.

R₂ = Resistencia en derivación.

Ejemplo.—Calcular un atenuador para introducir una atenuación de 20 dB en una línea de resistencia R = 500 ohmios.

Cálculo de K; $20 = 20 \log_{10} k$; $\log k = 20/20 = 1$; $k = 10$.

$$\text{Factor } R_1 = \frac{10-1}{10+1} = 0,8182.$$

$$\text{Factor } R_2 = \frac{2 \times 10}{10^2 + 1} = 0,202.$$

$$R_1 = 500 \times 0,8182 = 409,1 \text{ ohmios.}$$

$$R_2 = 500 \times 0,202 = 101 \text{ ohmios.}$$

Puede realizarse la comprobación para ver que la resistencia en bornas de entrada, cargadas las de salida, es igual a la resistencia en bornas de salida cargada la entrada.

ATENUADOR SIMETRICO EN π

Consta de dos ramas en derivación iguales y una en serie entre ellas. Tampoco este atenuador es equilibrado con respecto a tierra y por eso su empleo es restringido. Su uso se limita a los casos dichos para el anterior (fig. 6).

Cálculo.—Como en el caso anterior, se ha de conocer la atenuación o la relación de tensiones y el valor de la resis-

tencia R. Las fórmulas empleadas son:

$$R_1 = R \frac{k^2-1}{2k} \text{ ohmios.}$$

$$R_2 = R \frac{k+1}{k-1} \text{ ohmios.}$$

$$\text{At.} = 20 \log_{10} k.$$

(Las letras tienen el mismo significado que en las fórmulas anteriores.)

Ejemplo.—Cálculo de un atenuador de 20 decibelios para R = 600 Ω .

$20 = \log_{10} k$; $\log k = 20/20 = 1$; $k = 10$.

$$R_1 = \frac{10^2-1}{2 \times 10} = 2,970 \text{ ohmios.}$$

$$R_2 = \frac{10+1}{10-1} = 733,3 \text{ ohmios.}$$

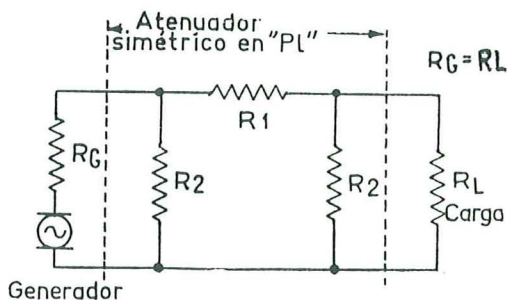


Fig. 6

ATENUADOR SIMETRICO H

Se forma dividiendo cada resistencia R₁ del atenuador en T en dos partes iguales, cada una de las cuales se coloca en uno de los hilos del mismo lado de la R₂ (fig. 7), con lo que el atenuador resulta equilibrado y por tanto su empleo no viene restringido. Se emplea entre líneas equilibradas.

Cálculo.—Las fórmulas se derivan del T.

$$R_1/2 = R/2 \times \frac{k-1}{k+1} \text{ ohmios.}$$

$$R_2 = R \frac{2k}{k^2 - 1} \text{ ohmios.}$$

$$At. = 20 \log_{10} k.$$

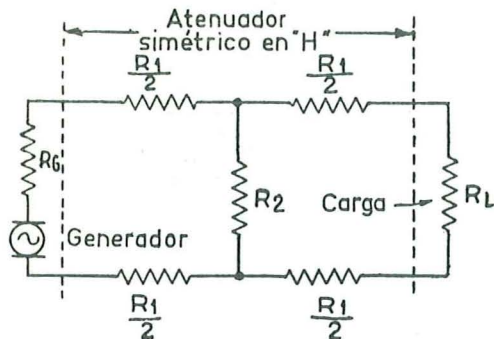


Fig. 7

ATENUADOR SIMETRICO CUADRADO

Se deriva del π . La resistencia R_1 se divide en dos partes iguales que se ponen en los dos conductores entre las R_2 . Como el anterior, resulta equilibrado y, por tanto, su empleo no viene restringido. Se emplea también en líneas equilibradas (fig. 8).

Cálculo.—Sus fórmulas se derivan de las del π .

$$R_1/2 = R \frac{k^2 + 1}{4k} \text{ ohmios.}$$

$$R_2 = \frac{k + 1}{k - 1} \text{ ohmios.}$$

$$At. = 20 \log_{10} k.$$

En todos los tipos se puede comprobar que la resistencia que presentan a la entrada estando cargados a la salida con R , es la misma que la que presentan a la salida si se carga a la entrada con la misma R .

Constantes del atenuador.—Se conocen como constantes primarias de atenuador las resistencias R_1 y R_2 , y como constantes secundarias la resistencia característica y la atenuación.

Acoplamiento de atenuadores.— Se pueden acoplar varios atenuadores sucesivamente sin que se altere la resistencia característica.

Atenuadores equivalentes.— Dos atenuadores son equivalentes cuando, teniendo formas diferentes, se comportan exteriormente con los mismos efectos.

Si se quieren encontrar dos atenuadores equivalentes de formas distintas se pueden emplear las fórmulas siguientes:

Valores del π partiendo del T:

$$R_s = R_1 (R_1/R_2 + 2); \quad R_D = R_1 + 2 R_2$$

Valores del T partiendo del π :

$$R_1 = \frac{R_s \cdot R_D}{R_s + 2 R_D}; \quad R_2 = \frac{R_D^2}{R_s + 2 R_D}$$

Ejemplo.—Hállese el π equivalente al T

$$R_2 = 200 \quad \text{para } R = 600.$$

$$R_1 = 200$$

$$R_s = 200 \left(\frac{200}{800} + 2 \right) = 450 \text{ ohmios.}$$

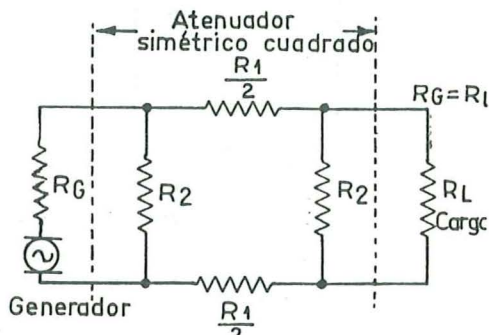


Fig. 8

$$R_D = 200 + 2 \times 800 = 1.800 \text{ ohmios.}$$

Inverso:

$$R_1 = \frac{450 \times 1.800}{450 + 2 \times 1.800} = 200 \text{ ohmios.}$$

$$R_2 = \frac{1.800^2}{450 + 2 \times 1.800} = 800 \text{ ohmios.}$$

Para mejor diferenciar se ha llamado R_s y R_D a las resistencias en serie y en derivación del π .

APENDICE

Tabla para la determinación de atenuadores simétricos en "T" o en "H"

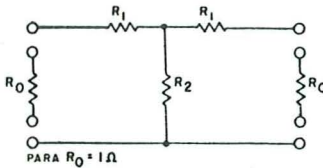
Con el empleo de la tabla que aparece en la figura 9 se eliminan los cálculos

cando los valores dados por la tabla correspondiente a la atenuación deseada, por la impedancia necesaria que ha de poseer el atenuador.

Tómese como ejemplo el atenuador en "T" de 600 ohmios, con atenuación de

db	R_1 Ω	R_2 Ω
0,5	0,0287	17,3775
1,0	0,0575	8,6680
1,5	0,0861	5,7620
2,0	0,1147	4,3037
2,5	0,1429	3,4270
3,0	0,1712	2,8357
3,5	0,1987	2,4168
4,0	0,2263	2,0963
4,5	0,2532	1,8483
5,0	0,2801	1,6453
5,5	0,3060	1,4808
6,0	0,3322	1,3389
6,5	0,3573	1,2206
7,0	0,3825	1,1158
7,5	0,4065	1,0267
8,0	0,4304	0,9466
8,5	0,4536	0,8756
9,0	0,4764	0,8112
9,5	0,4981	0,7547
10,0	0,5193	0,7031
10,5	0,5403	0,6552
11,0	0,5604	0,6119
11,5	0,5798	0,5724
12,0	0,5984	0,5364
12,5	0,6169	0,5021

db	R_1 Ω	R_2 Ω
13,0	0,6344	0,4710
13,5	0,6516	0,4416
14,0	0,6672	0,4158
14,5	0,6830	0,3905
15,0	0,6983	0,3668
15,5	0,7126	0,3453
16,0	0,7264	0,3251
16,5	0,7399	0,3058
17,0	0,7528	0,2878
17,5	0,7647	0,2715
18,0	0,7765	0,2556
18,5	0,7876	0,2411
19,0	0,7982	0,2273
19,5	0,8084	0,2143
20,0	0,8182	0,2020
20,5	0,8275	0,1905
21,0	0,8363	0,1797
21,5	0,8448	0,1683
22,0	0,8528	0,1599
22,5	0,8605	0,1508
23,0	0,8678	0,1423
23,5	0,8747	0,1343
24,0	0,8813	0,1267
24,5	0,8876	0,1195
25,0	0,8935	0,1128



$$R_1 = R_0 \frac{(x-1)}{(x+1)}$$

$$R_2 = R_0 \frac{2x}{(x-1)(x+1)}$$

$$x = 10^{db/20} = 10^{0,5db}$$

Fig. 9

necesarios para determinar el valor de cada una de las resistencias que se utilizan en los atenuadores simétricos de los tipos referidos. Esta tabla es válida para cualquier tipo de impedancia, así como de atenuación. No obstante, cuando se precisen atenuaciones superiores a 25 dB. es conveniente la asociación de dos atenuadores en cascada, es decir, uno a continuación de otro.

Los valores de R_1 y R_2 para atenuadores simétricos se encuentran multipli-

10 dB, que se muestra en la figura 10. En este caso, R_1 es igual a 600 veces el fac-

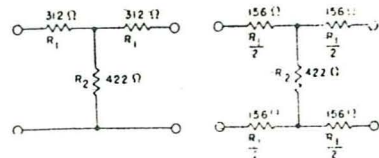


Fig. 10

tor 0,5193, o sea a 311,58 ohmios (redondeando, a 312 en la figura). R_2 será igual

a 600 veces el factor 0,7031, es decir, 421,66 (422 ohmios en números redon-

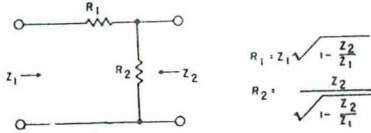


Fig. 11

dos). En las aplicaciones normales de las

líneas, se admite una tolerancia en la aproximación del cinco por ciento.

Cuando se trate de atenuadores en "H" se aplicará la mitad del valor obtenido para R_1 a cada uno de los lados de la línea, según se puede apreciar en la figura 10.

Finalmente, la figura 11 presenta un tipo de atenuador en "L", cuyas fórmulas de cálculo se encuentran al lado del dibujo.

Atenuadores en "T"

Escríbe: Dr. L. M. MORENO QUINTANA (h)
LU 8 BF / 8 HF

Los problemas ocasionados por modulación cruzada o bloqueo del receptor, debido a una fuerte señal en la banda de operación, pueden ser solucionados con la inclusión de un sencillo atenuador en «T». He aquí un artículo sobre el cálculo, diseño, construcción e instalación de estos útiles dispositivos.

La mayoría de los fabricantes de receptores modernos de comunicaciones, al diseñar y construir los mismos se guían por dos importantes requisitos: adecuada ganancia y sensibilidad. Pero desgraciadamente se suele descuidar un factor muy importante en el cálculo y construcción de las etapas de R.F. Me refiero al pobre comportamiento de esas etapas de R.F. ante la presencia de señales muy intensas fuera del paso de banda normal del receptor.

Si se está escuchando una débil señal de DX que, por ejemplo, apenas marca S3 en el medidor de portadora y de repente aparece una fuerte señal en la misma banda, separada, por ejemplo, unos 50 Kc/s. con la frecuencia de la estación DX, suele suceder que la modulación de la intensa señal se superpone sobre la débil señal. Este efecto se denomina *modulación cruzada* y es mucho más común de lo que se piensa en receptores de varias etapas de amplificación de alta frecuencia que trabajan a elevada ganancia. En el caso de señales de B.L.U. (banda lateral única), el «salpicado» o «desparra-mo» que a veces se atribuye a la presencia de la fuerte señal puede ser ocasionado en el propio receptor por modulación cruzada producida en sus válvulas.

Otro fenómeno—estrechamente relacionado con la modulación cruzada—es el *bloqueo* del receptor en ciertas partes de la banda, impidiendo recepción alguna en esos márgenes de frecuencias. Se podría decir que hay una falta de sensibilidad en el receptor.

Esto sucede cuando una intensa señal excita la etapa amplificadora de R.F. o la mezcladora, produciendo una corriente de rejilla que polariza la válvula de la etapa, llevándola al punto de corte.

Por regla general, si el comportamiento del receptor ante efectos de modulación cruzada es adecuado (ya sea por emplear mayor selectividad en la etapa de entrada y de amplificación de alta frecuencia, trabajando a menor ganancia o usando válvulas de factor de amplificación variable, como los tipos 6BA6, 6BJ6 o 6DC6 especialmente diseñados para etapas amplificadoras de R.F. cuando la modulación cruzada es un serio problema) no habrá dificultades con problemas de bloqueo.

La introducción de un simple atenuador de señal de, por ejemplo, 20 dB entre el receptor y la antena permitirá verificar si el receptor es culpable, ya que en estas condiciones debe desaparecer la modulación de la señal intensa en la frecuencia de la señal de DX. Por otra parte, la señal fuerte es tan potente que aun con el atenuador conectado se la deberá seguir escuchando, pero solamente en su frecuencia fundamental.

Inmediatamente se aprecia una ventaja. Si bien es verdad que la conexión del atenuador en el circuito significa una reducción muy apreciable en la señal de entrada al receptor, como no habrá modulación cruzada presente, será posible comunicar con una estación que se pueda escuchar en el receptor a pesar del atenuador, no obs-

tante la presencia de la señal local a menos de 50 Kc/s. Quizá un atenuador de 10 o aun 6 dB podría ser igualmente efectivo para suprimir la modulación cruzada, con mayores posibilidades para la recepción de señales moderadamente intensas. El hecho positivo consiste en que *no es necesario cruzarse de brazos o apagar la estación cada vez que al vecino se le ocurre operar en la misma banda de trabajo.*

La figura 1 muestra el circuito de un atenuador en «T». Z_e es la impedancia de entrada, Z_s la de salida. N es la relación de potencias en la entrada y salida expresada por el antilogaritmo de la cifra de atenuación deseada dividida

$$R_3 = \frac{2 \times Z \times K}{N - 1} \text{ ohmios.}$$

Por ejemplo, supóngase $Z = Z_e = Z_s = 50$ ohmios (caso de la impedancia característica de una línea asimétrica coaxil con cable tipo RG-8/U o RG-58/U, los más comúnmente utilizados para estos fines) y que se desea obtener una atenuación de 18 dB.

En consecuencia, $N = \text{antilogaritmo } 18/10 = \text{antilogaritmo } 1,8 = 63,1$, y entonces $K = \sqrt{63,1} = 7,94$.

Aplicando estos valores en las fórmulas precedentes, se tiene

$$R_1 = R_2 = 50 \left(1 - \frac{2}{7,94 + 1} \right)$$

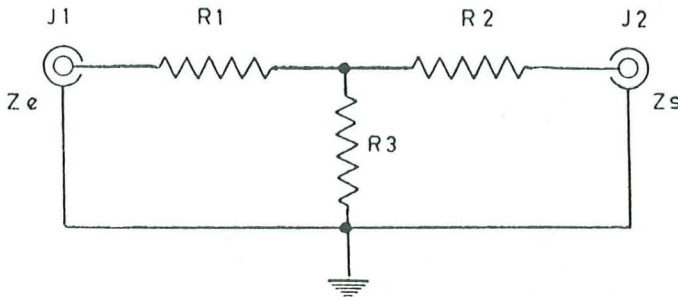


FIG. 1.

Sencillo atenuador constituido por una célula en «T», donde Z_e es la impedancia de entrada y Z_s la de salida. Si $Z_e = Z_s$ $K = \sqrt{N}$, siendo N la relación de potencias en la entrada y salida expresada por el antilogaritmo de la cifra de atenuación deseada, dividida por 10.

por 10, estando la atenuación dada en decibelios.

Para el fin que me ocupa se trata de una célula en «T», en donde $Z_e = Z_s$ es igual a K

$$K = \sqrt{N}.$$

Las fórmulas que permiten calcular los valores de las resistencias del atenuador de la figura 1 son:

$$R_1 = R_2 = Z \left(1 - \frac{2}{K + 1} \right) \text{ ohmios,}$$

$$R_1 = R_2 = 50 (1 - 0,22)$$

$$R_1 = R_2 = 50 \times 0,78$$

$$R_1 = R_2 = 39 \text{ ohmios.}$$

Y en cuanto al valor de R_3

$$R_3 = \frac{2 \times 50 \times 7,94}{63,1 - 1}$$

$$R_3 = \frac{794}{62,1}$$

$$R_3 = 12,7 \text{ ohmios.}$$

La figura 2 muestra un circuito práctico de atenuador en «T». Debe ser instalado en el interior de una cajita metálica para evitar que sea afectado por

mo. La llave conmutadora LL1 (interruptor bipolar inversor de dos posiciones) hace entrar o salir el atenuador del circuito. Se usan resistencias de

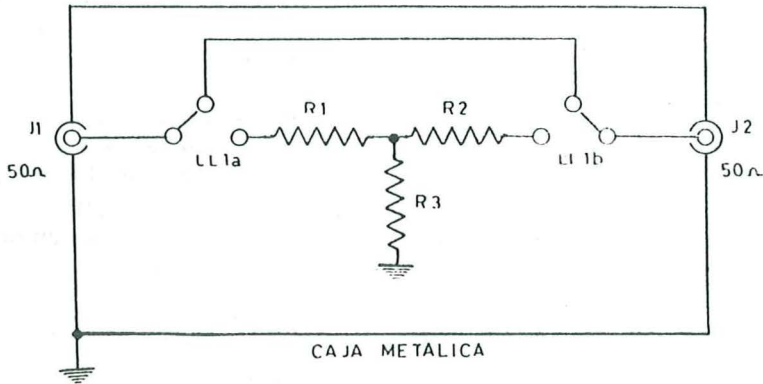


FIG. 2.

Circuito práctico para el atenuador sencillo de célula en «T». Se emplea una llave bipolar inversora que permite conectar o desconectar el atenuador a voluntad.

las capacidades parásitas. Además, los conectores coaxiales hembra de entrada y salida deben estar colocados en los extremos opuestos, con objeto de que el acoplamiento capacitativo sea mini-

carbón de tipo 1/2 vatio de disipación con sus conexiones lo más cortas posible. Los conectores coaxiales hembra J1 y J2 pueden ser tipo ligero. La fotografía de la figura 3 muestra el ate-

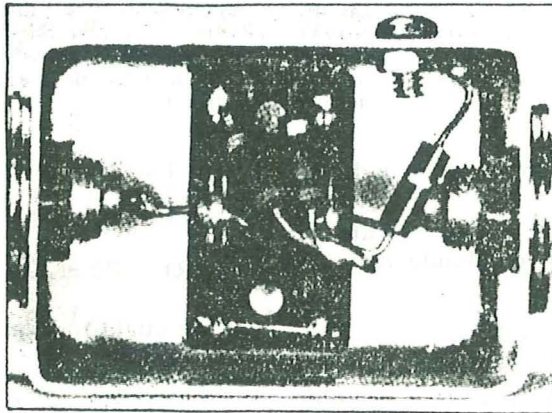


FIG. 3.

La fotografía muestra un atenuador en «T» construido en el interior de una pequeña caja metálica, a la que se le ha extraído su tapa para poder apreciar la disposición de los componentes.

nuador llevado a la práctica. En el caso del autor, el dispositivo se instaló sobre el panel del receptor, unido al conector coaxil hembra de entrada del mismo por un trozo corto de cable coaxil RG-8/U y su salida por el mismo tipo de cable coaxil al conmutador de cambio de ondas (bobinas de antena).

TABLA I		
dB	Relaciones \pm que 1	
	(+)	(-)
20	10	0,10
19	8,91	0,11
18	7,94	0,13
17	7,08	0,14
16	6,31	0,16
15	5,62	0,18
14	5,01	0,20
13	4,47	0,22
12	3,98	0,25
11	3,55	0,28
10	3,16	0,32
9	2,82	0,35
8	2,51	0,40
7	2,24	0,47
6	1,99	0,50
5	1,78	0,56
4	1,58	0,63
3	1,41	0,71
2	1,26	0,79
1	1,12	0,89

FIG. 4.

Tabla que proporciona los valores de K para atenuaciones comprendidas entre 1 a 20 dB en forma directa, sin necesidad de cálculos de raíz cuadrada.

Si se desean hacer cálculos para la construcción de estos atenuadores, la tabla I proporciona los valores directos para K, evitando cálculos complicados de raíz cuadrada, para valores de atenuación comprendidos entre 1 a 20 dB.

Para el que no desee hacer cálculos de ninguna clase, la tabla II muestra los valores de las resistencias del atenuador en «T» para obtener atenuación de más de 18 dB, a base de una

impedancia de 50 ohmios en la entrada y salida del mismo. Como siempre, se deben emplear resistencias de car-

TABLA II		
$Z = Z_c = Z_s = 50 \Omega$		
Atenuación (dB)	R1, R2 (Ω)	R3 (Ω)
20	41	10
25	44	6
30	47	3
35	48	2
40	49	1

FIG. 5.

Valores para las resistencias R1, R2 y R3 del atenuador en «T» para atenuaciones comprendidas entre 20 y 40 dB.

bón de 1/2 vatio de disipación. Ahora bien: como dichas resistencias tienen valores que la mayoría de las veces no son normalizados, habrá que tomar varias del valor normalizado más próximo y medir con un óhmetro hasta hallar los valores requeridos.

La conexión del atenuador en «T» reducirá los efectos de sobrecarga en el receptor, pudiéndose escuchar señales de moderada intensidad a unos 15 kilociclos de la portadora de una estación local operando en la misma banda, pero hay que mencionar que las señales que entran al receptor lógicamente sufrirán la atenuación introducida por el dispositivo. Así, con un atenuador de 35 dB, una señal de potencia S9 se convertirá en una de S3, pero la señal local que llega S9 + 30 dB disminuirá a S8 aproximadamente.

Todo lo expuesto hasta este momento es aplicable para frecuencias de hasta 30 Mc/s. Pero cuando se trabaja en F.M.E. el acoplamiento capacitativo entre la entrada y salida del atenuador puede ser superior a la tensión de salida si la atenuación es elevada. En

estos casos se construyen células de menor atenuación y se las conecta entre sí en serie, a fin de lograr atenuación más elevada, ya que ésta se suma. En TV. nunca se deben pasar los 10 dB

$$R1 = 3.000 \left(\frac{32,62}{30,62} \right) - 450 = 2.746 \text{ ohmios}$$

$$R2 = 500 \left(\frac{32,62}{30,62} \right) - 450 = 82 \text{ ohmios}$$

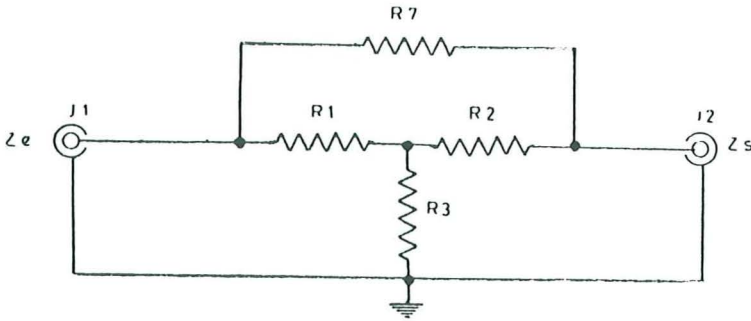


FIG. 6.

Atenuador constituido por una célula en «T» en puente. Las resistencias R1 y R2 deben ser siempre del mismo valor de la impedancia de entrada y salida del adaptador; esto es, $Z = Ze = Zs = R1 = R2$.

de atenuación por célula. Si, por ejemplo, se requieren 18 dB de atenuación, se pueden usar dos células de 9 dB cada una, o tres de 6 dB conectadas en serie.

Supóngase ahora que en lugar de $Z = Ze = Zs$, sucede que Ze sea de diferente valor que Zs . Entonces las fórmulas a aplicar serán las siguientes:

$$R3 = \frac{2 \sqrt{N \times Ze \times Zs}}{N - 1} \text{ ohmios,}$$

$$R1 = Ze \left(\frac{N + 1}{N - 1} \right) - R3 \text{ ohmios,}$$

$$R2 = Zs \left(\frac{N + 1}{N - 1} \right) - R3 \text{ ohmios.}$$

Por ejemplo, sea $Ze = 3.000$ ohmios y $Zs = 500$ ohmios y que se desea una atenuación de 15 dB. En consecuencia, $N = \text{antilogaritmo } 15/10 = \text{antilogaritmo } 1,5 = 31,62$. Aplicando las fórmulas anteriores se tiene

$$R3 = \frac{2 \sqrt{31,62 \times 3.000 \times 500}}{31,62 - 1} = 450 \text{ ohmios}$$

CÉLULA TIPO «T» EN PUENTE.

Otra posibilidad está representada por el atenuador constituido por una célula en «T» dispuesta en puente, tal como muestra la figura 6. En esta clase de filtro las resistencias R1 y R2 deben

Atenuación (dB)	Resist. R3 ($\times \Omega$)	Resist. R4 ($\times \Omega$)
5	1,29	0,78
7	0,81	1,24
10	0,46	2,16
12	0,34	2,98
15	0,22	4,62
18	0,14	6,94
20	0,11	9,00

FIG. 7.

La tabla proporciona el coeficiente de multiplicación para el cálculo de las resistencias R3 y R4, de acuerdo a la atenuación deseada, en una célula en «T» en puente.

ser siempre del mismo valor de la impedancia de entrada y salida del adaptador, esto es, $Z = Z_e = Z_s = R1 = R2$. En cuanto al valor de $R3$ y $R4$, se calculan fácilmente por la aplicación de la tabla III, que proporciona el coeficiente de multiplicación del valor de impedancia, de acuerdo a la atenuación deseada, en decibelios.

Supóngase que se desea construir una célula de esta clase para una im-

cuatro resistencias del filtro tienen el mismo valor se obtiene una atenuación de 6 dB.

Si se hacen $R3$ y $R4$ conmutables para dos, tres o cuatro valores de atenuación, se tendrá un atenuador de paso variable sumamente útil para ciertas aplicaciones. Por supuesto que las conexiones internas, especialmente las de las resistencias, deberán ser lo más reducidas posible.

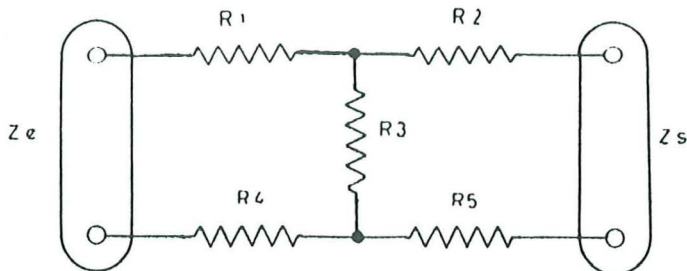


FIG. 8.

El atenuador en doble «T» constituye la solución cuando se utiliza línea bifilar de dieléctrico de polietileno de 300 ohmios de impedancia característica en lugar de línea asimétrica coaxil de 50 ohmios de impedancia característica, como sucede en muchas estaciones de radioaficionados y receptores de TV.

pedancia de 50 ohmios con una atenuación de 20 dB. Entonces, $R1$ y $R2$ serán de 50 ohmios, $R3 = 50 \times 0,11 = 5,5$ ohmios y $R4 = 50 \times 9 = 450$ ohmios. Es notable el hecho de que cuando las

FILTRO EN DOBLE «T».

¿Y si en lugar de usar una línea asimétrica coaxil se empleara una línea bifilar de dieléctrico de polietileno de 300 ohmios para conectar la antena al receptor? Esta es una situación muy común entre radioaficionados por la cual hay que tener prevista una respuesta, aparte de que los receptores de TV. entran en el mismo caso.

El atenuador en doble «T» de la figura 8 es válido para este caso y la tabla IV da los valores que deben poseer las resistencias del mismo para proporcionar atenuaciones comprendidas entre 6, 10 y 20 dB.

TABLA IV
 $Z = Z_e = Z_s = 300$ ohmios

Atenuación (dB)	R1 (Ω)	R2 (Ω)	R3 (Ω)	R4 (Ω)	R5 (Ω)
6	120	47	390	47	47
10	47	82	220	82	82
20	82	120	68	120	120

FIG. 9.

La tabla proporciona directamente los valores de las resistencias del atenuador en doble «T» para obtener una atenuación de 6, 10 ó 20 dB con una línea bifilar de 300 ohmios de impedancia.

BIBLIOGRAFIA

- TALLEY, D.: «Receiver Front-End Attenuator», *QST*, enero 1963.
 ANDRADE, A.: «Recent Trends in Receiver Front-End Design», *QST*, junio 1962.

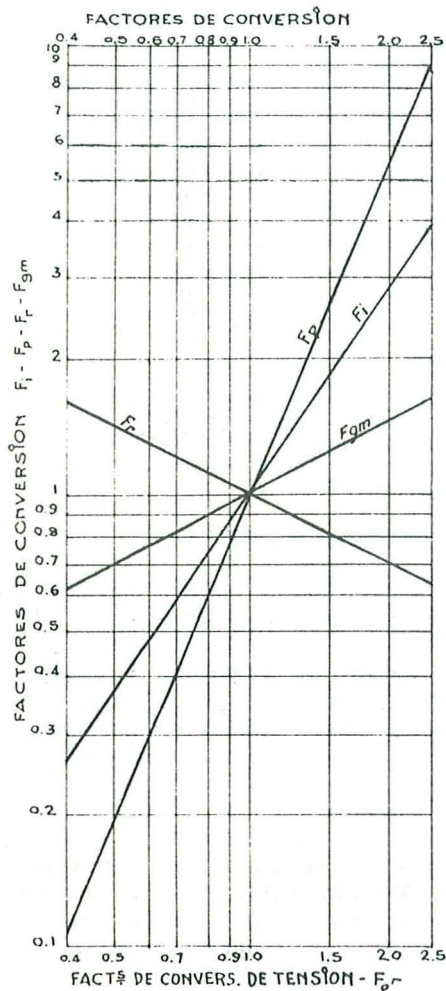
Curva de conversión

Por FRANCISCO DE COS Y CANEBA, EA 1 AR

El gráfico que se acompaña a estas líneas no es una invención mía, ni muchísimo menos; solamente intento con él ayudar a mis colegas los radioaficio-

1941. Los colegas que posean este libro, en él tienen los datos que aquí detallo, y los que no lo posean, aquí tienen una transcripción de lo que en el mentado libro se describe, y que, a mi juicio, les puede servir de gran utilidad, toda vez que así pueden conocer cuáles son las condiciones de funcionamiento de las lámparas que usa, cuando no se atengan a la tensión de placa que la casa constructora les indique en sus características.

Las curvas de conversión que aparecen en el adjunto dibujo son aplicables a las lámparas en general, pero resultan particularmente útiles para válvulas de potencia. Este gráfico puede utilizarse para calcular aproximadamente las condiciones de funcionamiento a una tensión anódica no incluida en los datos publicados sobre las condiciones de trabajo. Supongamos, por ejemplo, que se desea trabajar con dos 6L6 en clase A1, en disposición simétrica, con polarización cero y con una tensión anódica de 200 V. Las condiciones de trabajo publicadas para funcionar de esta forma corresponden a 250 V. Las condiciones de funcionamiento con esta nueva tensión anódica pueden determinarse de la forma siguiente: calcular primero la relación de la nueva tensión anódica con respecto a la tensión de placa de los datos publicados. En el ejemplo esta relación es igual a $200 : 250 = 0,8$. Esta cifra constituye el factor de conversión de tensión F_e . Para los nuevos valores de polarización de rejilla y de pantalla basta multiplicar los valores que figuran en los datos publicados por 0,8. Así obtenemos una polarización de rejilla de -16 V por $0,8 = -12,8 \text{ V}$ y una tensión de pantalla de 250 V por $0,8 = 200 \text{ V}$, valores que corresponden a las nuevas condiciones de trabajo.



nados experimentadores; y creyendo cumplir con estas líneas mi deseo, ahí va un gráfico que he visto en un manual de válvulas de la R.C.A. del año

Para obtener los restantes valores hay que acudir al gráfico, para lo cual damos a continuación los significados de cada una de las tres letras que figuran en él:

F_i = corriente de placa y pantalla.

F_p = potencia de salida.

F_r = resistencia de carga y resistencia de placa.

F_{gm} = transconductancia.

Así, para hallar la potencia de salida en las nuevas condiciones de trabajo se determina el valor de F_p para un factor de conversión de tensión de 0,8.

En el gráfico vamos a la parte inferior, factor de conversión de tensión (F_c), y seguimos hacia arriba la línea de 0,8 hasta su encuentro con la línea F_p , y entonces seguimos hacia la izquierda y vemos que ese valor es 0,6. Multiplicamos este valor por el correspondiente al de la potencia de salida y ésta será en las nuevas condiciones de trabajo, de 14,5 W por 0,6 = 8,7 W, la nueva potencia de salida.

Es decir, que si las condiciones de funcionamiento de dos lámparas 6L6 en disposición simétrica en clase A1 son las que siguen, según los datos facilitados por la casa que las fabrica:

Tensión de placa: 250 V.

Tensión de pantalla: 250 V.

Tensión de rejilla: — 16 V.

Resistencia de cátodo:

Corriente placa sin señal: 120 mA.

Corriente placa con máxima señal: 140 mA.

Corriente pantalla sin señal: 10 miliamperios.

Corriente pantalla con máxima señal: 16 mA.

Resistencia de placa: 24.500.

Transconductancia: 5.500.

Potencia de salida con máxima señal: 14,5 W.

Si ahora la tensión de placa, en vez de ser los consabidos 250 V, los reducimos a 200 V, las nuevas características serán:

Tensión de placa: 200 V.

Tensión de pantalla: 200 V.

Tensión de rejilla: — 12,8 V.

Corriente de placa sin señal: 90 miliamperios.

Corriente de pantalla sin señal: 7,5 mA.

Corriente de placa con máxima señal: 105 mA.

Corriente de pantalla con máxima señal: 12 mA.

Resistencia de placa: 29.400.

Transconductancia: 4.950.

Potencia de salida con máxima señal: 8,7 W.

Creo que con lo expuesto queda suficientemente detallado el manejo de este gráfico, que considero utilísimo para, en cada caso particular, ajustar las tensiones y los consumos de las lámparas a la tensión de partida disponible que pueda aplicarse a la placa de las lámparas, y que no es otra que la que tengamos a la salida del filtro de la fuente de alimentación.

Válvulas de TV. en circuitos de R.F.

Por RAFAEL GALVEZ RAVENTOS, EA 3 IH

Desde hace muchos años vengo empleando válvulas de TV. en circuitos de R.F. con resultados magníficos y sin «pegas» de ninguna clase. Naturalmente, la cosa no me salió a la primera por la falta total de información, pero con mucha paciencia y más experimentos he logrado dominarlas a casi todas.

Actualmente estoy empleando las EL500, EL502 y EL504, tratando de hacer entrar en razón a la PL509 (TV. color), cosa que aún no he conseguido en amplificadores clase «C», pero sí en lineales reja a masa.

Tengo una EL500 como final de un pequeño excitador, otra como final de un adaptador de S.S.B., una EL504 como final de un transmisor de C.W. y cuatro EL502 en paralelo en un amplificador lineal para S.S.B.

Todas se comportan de igual forma y, por tanto, hay que darles el mismo tratamiento.

Estas válvulas tienen dos conexiones de cátodo, dos de reja y dos de pantalla. *No puede dejarse ninguna patilla sin conexión*, aunque sean duplicadas.

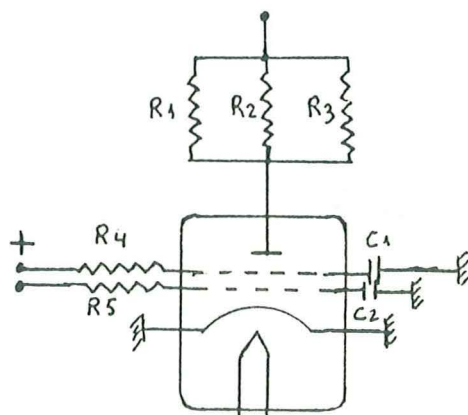
Las conexiones deben hacerse lo más

cortas posible, y las resistencias de 50Ω carbón deben emplearse generosamente.

Otrosí, *todo* el conexionado del circuito de placa debe hacerse por encima del chasis, y el de reja y pantalla por debajo.

Debe existir un perfecto blindaje entre el P.A. y la etapa anterior, blindando también, si es posible, la válvula *driver*.

Veamos reflejado en el siguiente esquema todo lo reseñado:



R_1 a R_3 = resistencias 50Ω , carbón, 2 W.
 C_1 = condensador Styroflex, 1.000 pF.
 C_2 = condensador «lenteja», 3 pF.

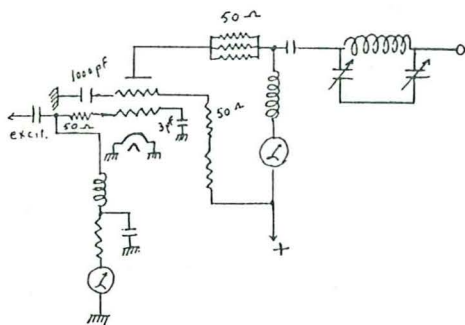
Como puede apreciarse, se colocan en placa tres resistencias de carbón en paralelo, pues trabajando a altas intensidades podría llegar a quemarse una sola.

La patilla de pantalla donde se conecta la resistencia de carbón es la que recibirá la alta tensión; la otra sólo tendrá el condensador a masa.

Lo mismo puede decirse de la reja, aplicándose la excitación a la resistencia y no conectando más que el pequeño condensador de 3 pF a masa en la otra patilla.

Si se utilizan varias válvulas en paralelo debe procederse exactamente igual, no uniendo jamás elemento con elemento que no estén separados por las correspondientes resistencias de carbón.

Para mejor comprensión vamos a mostrar un ejemplo clásico de P.A. en clase «C»:



No se dan valores, ya que los mismos son totalmente clásicos y dependientes de las tensiones a emplear.

Y ya que hablamos de tensiones, vamos con ellas.

En placa: desde 150 V a 1.000 V.

En pantalla: desde 150 V a 250 V máximo.

Polarización negativa de reja: en amplificadores con rejillas (incluso pantalla) a masa, de 6 a 12 V.

En amplificadores clase «C», de 60 a 150 V.

Las corrientes de placa, lógicamente relacionadas con las tensiones, alcanzan valores muy diversos. Por ejemplo, cuatro EL504 en paralelo, amplificando linealmente con 800 V en placa, llegarán a cargar entre 800 mA a 1 amperio.

Trabajando a 1.000 V hay que tomar ciertas precauciones, pues rayas largas en C.W. llegan a colorear las placas, o ajustes prolongados en S.S.B., lo mismo.

No superando los 700 V en placa y 200 V en pantalla pueden hacerse verdaderas barbaridades, tales como trabajar con 1 mA de excitación, mantener indefinidamente la A.T., etc. (naturalmente en clase «C»).

Ahora bien; la excitación recomendable para una sola válvula puede fijarse entre 3 y 5 mA.

Naturalmente, toda la información que indico ha sido obtenida experimentalmente, por lo que no dudo deben existir mejores características, quizá más ortodoxas.

Importante: siguiendo las instrucciones indicadas *no es necesario neutralizar*.

En cuanto a frecuencias, trabajo perfectamente los 10 m, y según noticias recibidas últimamente, la 504 puede trabajar hasta en 144 Mc/s.

Actualmente me encuentro experimentando las PL509, capaces de cargar cada una ¡500 mA! En amplificadores con reja a masa trabajan magníficamente, pero necesitan un carro de excitación, lo cual, al menos para mí, las elimina de mis propósitos.

En clase «C» autooscilan que da gusto, a pesar de las resistencias de 50 Ω y demás zarandajas, pero no desespero de encontrar alguna solución.

Hasta otra, amigos; y siempre QRV.

Las válvulas del paso final de líneas de televisión, como amplificadoras

Por W. D. MURPHY

Traducido de «ANTENNA»

por JAIME PLANAS (EA 3 NE)

La variedad relativamente pequeña de válvulas amplificadoras de potencia en R.F. del orden de 50 W. y su coste elevado ha inducido a fabricantes y proyectistas de equipos de radioaficionados a sustituirlas por otras del tipo comercial.

Las válvulas de desviación horizontal modernas (1), no proyectadas específicamente como amplificadoras de potencia en R.F., poseen unas características muy atrayentes para dicho empleo. Son capaces de soportar altas corrientes de cresta, lo que es una característica interesante para su empleo en banda lateral única.

Además, esas corrientes elevadas se consiguen con tensiones de placa relativamente bajas, lo que representa una economía en la fuente de alimentación. Y como dichas válvulas son producidas en gran cantidad para los usos en televisión, su precio es generalmente pequeño.

Como las válvulas de desviación se proyectaron con el único fin de su uso en los amplificadores de desviación horizontal, los fabricantes no indican condiciones ni características de funcionamiento como amplificadoras de R.F. A pesar de ello, la casa Sylvania, a fin de facilitar a los proyectistas el uso de dichas válvulas, determinó en sus laboratorios algunas de las características más importantes de varias válvulas funcionando como amplificadoras clase AB1 y C en frecuencias de 30 MHz.

Las válvulas de deflexión las podemos dividir en dos categorías: las destinadas a la TV. en blanco y negro, con una disipación anódica de unos 17 W., y otras mayores de 25 a 30 W., destinadas al uso de la TV. en colores. Las variaciones generalmente residen en la base, las uniones internas y las características eléctricas.

El estudio se realizó con cuatro válvulas destinadas para la TV. en blanco y negro y dos para la TV. en colo-

(1) Desviación horizontal o final de líneas.

res, tal como indicamos a continuación:

<i>Blanco y negro</i>	<i>Colores</i>
6GJ6	6HF5
6JB6	6JE6
6JM6	
6JG6	

El tipo 6JB6 difiere del 6GJ5 muy poco, sólo porque la primera tiene uniones a las patas, por separado de las rejillas supresoras, mientras la otra las tiene unidas interiormente al cátodo. Ambas usan base tipo Noval (9 patas). El tipo 6JM6 lleva una base de 12 patas y con corrientes de cresta ligeramente inferiores a los otros tipos. El tipo 6JG6 está previsto para aparatos que tienen un valor bajo de tensión continua.

Los tipos 6JE6 y 6HF5 tienen una disipación de placa de unos 24 y 28 W., respectivamente, así como una base Noval la primera y de 12 patas la segunda.

Las condiciones de trabajo se exponen en las adjuntas tablas. El funcionamiento en clase AB1 es especialmente adecuado para el uso en un amplificador lineal en banda lateral única, mientras que la clase C se emplea para la C.W. y F.M. de banda estrecha.

CARACTERÍSTICAS.

La disipación anódica ha sido fijada tras largas pruebas a fin de asegurar una larga vida, así como evitar repetidas averías. Las válvulas de desviación están proyectadas para el uso continuo, de manera que pueden funcionar

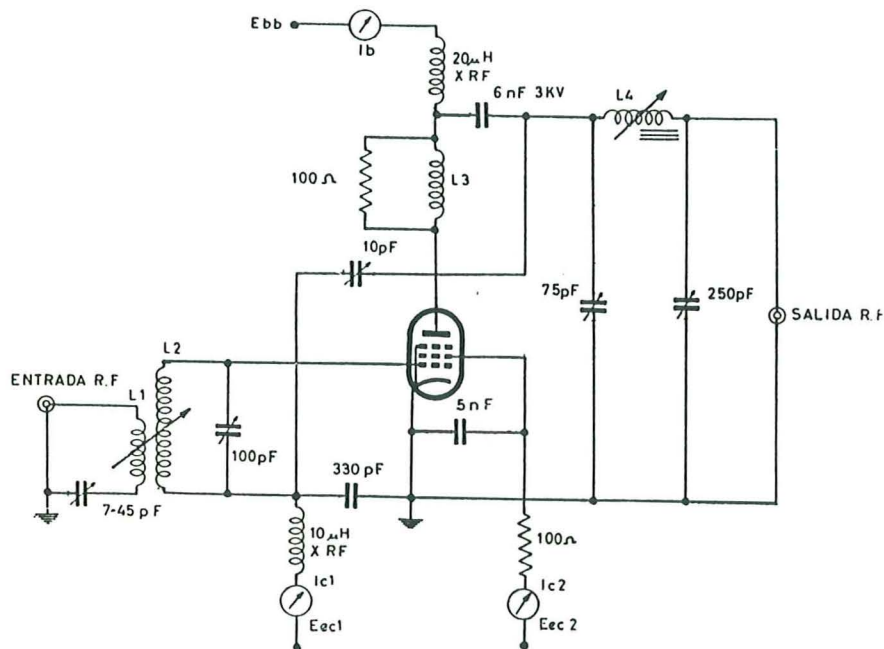


FIG. 1.—Circuito de pruebas para 30 Mc/s. Datos para las bobinas: $L1 = 5$ espiras alambre número 16 esmaltado en 12 mm. diámetro. $L2 = 7$ espiras alambre número 16 en 12 mm. diámetro. $L3 = 4$ espiras alambre número 18 en 6 mm. diámetro \times 12 de longitud. $L4 = 9$ espiras alambre número 14 en 25 mm. diámetro \times 25 mm. de longitud (núcleo de latón de 8 mm. diámetro).

ininterrumpidamente con los niveles de disipación de placa establecidos. En el funcionamiento intermitente, que es el caso de nuestras comunicaciones bilaterales, es posible trabajar con una disipación anódica superior, del orden de un 25 %. Este aumento de un 25 % es el que se aplicó para establecer la disipación máxima de varias válvulas de desviación probadas en 30 MHz.

CIRCUITOS DE PRUEBA Y MEDICIONES.

Con objeto de comprobar el funcionamiento de las válvulas se construyeron varios amplificadores. En la figu-

La linealidad sabemos todos que es de capital importancia para amplificadores de banda lateral única, produciendo distorsiones que a su vez generan señales espurias, aumentando la banda lateral. Por ello es necesario conocer de cada válvula la potencia máxima de salida sin distorsión (potencia de la cresta envolvente).

El ensayo en clase C se efectuó a fin de establecer la mínima excitación de grilla necesaria para producir la saturación del ánodo, o sea conseguir el máximo rendimiento general.

Se operó bajo las siguientes condiciones:

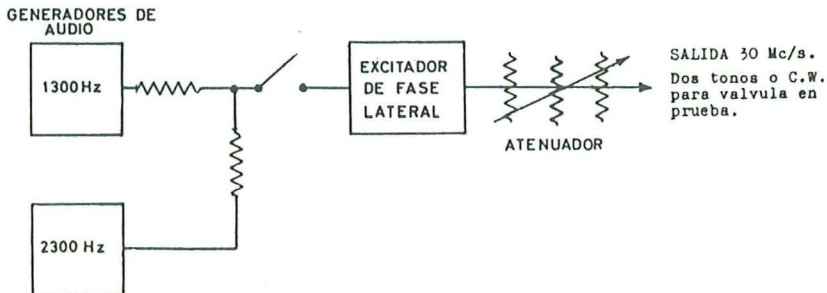


FIG. 2.—Conjunto excitador con señal de dos tonos para operar y probar al circuito en clase AB1 o señal C.W. para el funcionamiento en clase C.

ra 1 podemos ver uno de los circuitos empleados con circuito de salida en «pi», ya que nos permite un buen ajuste simultáneo de la sintonía, carga y «Q». Las tensiones aplicadas al circuito fueron aquellas con las cuales obteníamos el máximo rendimiento del tubo.

Las figuras 2 y 3 nos muestran el sistema seguido en los ensayos. La señal de excitación la conseguimos de un oscilador comercial que nos da una onda continua a 30 Mc/s. en las pruebas en clase C, y con una señal a «dos tonos» efectuamos el ensayo para el montaje AB1. La observación de la salida con un osciloscopio de banda ancha permite una buena observación de la linealidad.

A) La disipación máxima de placa para funcionamiento intermitente en AB1 y en la C se estableció a base de 1,25 veces la disipación nominal del servicio en desviación.

B) La disipación máxima de pantalla en servicio intermitente se tuvo en cuenta el mismo valor que en sus usos en desviación.

C) Las condiciones de operación en clase C fueron establecidas en un punto en que no se rebasaban ni las condiciones vistas en los anteriores apartados A) ni B). De un modo general la característica limitada fue el consumo de placa.

D) Las condiciones de operación en AB1 fueron establecidas en un punto en que la señal de dos tonos no exce-

día las condiciones de A) y B), la linealidad y el rendimiento fueron los máximos. La forma de onda de entrada de dos tonos fue observada para evitar que hubiese achatamiento de onda.

E) Varias combinaciones de tensiones de placa pantalla y polarización de grilla se experimentaron junto con excitación de grilla, corriente de pla-

cuado y éste conectado a un amplificador con su correspondiente instrumento de medida. La parte óptica está concebida de tal modo que con la observación de una superficie muy pequeña del objeto en cuestión sea suficiente. Para tener una referencia para las medidas caloríficas de placa se calibra el instrumento, haciendo que la propia

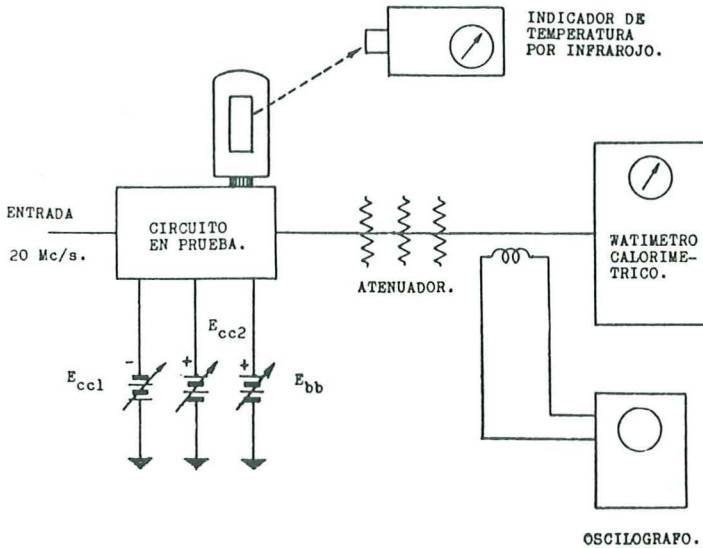


Fig. 3.—Conjunto de prueba para medir la potencia de salida de disipación de placa y para comprobar la linealidad de la válvula en observación.

ca, «Q» del circuito tanque, carga, etc., para determinar el punto óptimo de funcionamiento intermitente.

La potencia de salida se observó con un vatímetro térmico, que funciona midiendo el aumento de temperatura de la resistencia de carga de R.F. .

La disipación anódica fue medida rigurosamente con el empleo de un equipo muy moderno que funciona midiendo la energía radiada por un cuerpo en forma de rayos infrarrojos, gracias a que esta energía es proporcional a la temperatura. Este equipo consiste en un sistema óptico captador de los rayos infrarrojos, que a su vez son concentrados sobre un detector ade-

válvula consuma energía, alimentándola con C.C. de valores conocidos y sin excitación.

LÍMITES DE FRECUENCIA.

La construcción de una válvula es un factor importante en las cualidades de la misma en frecuencias altas. En el uso de estas válvulas en el circuito de desviación de un televisor se trabaja en frecuencias bajas (15 Kc/s.), por lo que en su proyecto no se han tenido en cuenta las condiciones óptimas en altas frecuencias. Quedando limitado el uso por sus capacidades interelectrónicas, tamaño, disposición de la base, etcétera.

TABLA I
FUNCIONAMIENTO INTERMITENTE CLASE C — 30 MHz

Tipo	(1) Ecc1 V C.C.	(1) Ecc2 V C.C.	(1) Ebb V C.C.	Cristal Ecl V R.F.	(1) Ic1 mA C.C.	Ic2 mA C.C.	Ib mA C.C.	Pot. Excit. rejilla 1 (aprox.) Vatios	Disipa- ción rejilla 2 Vatios	Pot. entrada placa Vatios	Pot. salida R.F. Vatios	Rendi- miento %	Disipa- ción placa Vatios	(2) Pérdida del circuito Vatios
6GJ5	— 75	200	500	61	5,0	14,9	180	0,43	2,99	90,0	62,7	69,5	22,0	5,3
6HF5	— 85	140	500	67	8,0	12,5	232	0,76	1,75	116,0	77,0	66,0	35,0	4,0
6JB6	— 75	200	500	61	5,0	13,3	180	0,43	2,66	90,0	62,7	69,5	22,0	5,3
6JE6	— 85	125	500	72	8,0	17,2	222	0,82	2,15	111,0	76,3	69,0	30,0	4,7
6JM6	— 75	200	500	57	4,0	13,7	180	0,32	2,72	90,0	61,1	67,9	22,0	6,9
6JG6	— 80	150	450	67	8,0	20,0	202	0,75	3,0	91,0	63,0	69,3	21,0	7,0

(1) Seleccionados como valores óptimos, conforme texto.

(2) Potencia perdida calculada en el circuito tanque.

TABLA II
FUNCIONAMIENTO INTERMITENTE CLASE AB1 — 30 MHz

Tipo	(1) Ecc1 V C.C.	(2) Ecc2 V C.C.	(2) Ebb V C.C.	(1) Ib Señal 0 mA C.C.	Ic2 mA C.C.	Ib mA C.C.	Potencia placa Señal 0 Vatios	Disipa- ción rejilla 2 Vatios	Potencia entrada placa Vatios	Potencia salida R.F. Vatios	Potencia de cristal de envolt. Vatios	Rendi- miento %	Disipa- ción placa Vatios	(3) Pérdida del circuito Vatios
6GJ5	— 43	200	500	30	3,8	85	15	0,76	42,5	17,5	35,0	41,5	22,0	3,0
6HF5	— 46	140	500	40	4,5	133	20	0,63	66,5	28,8	57,6	43,0	35,0	2,7
6JB6	— 42	200	500	30	4,2	85	15	0,84	42,5	17,5	35,0	41,5	22,0	3,0
6JE6	— 44	125	500	40	3,9	110	20	0,49	55,0	23,4	46,8	42,6	30,0	2,6
6JM6	— 42	200	500	30	4,4	85	15	0,88	42,5	18,3	36,6	43,1	22,0	2,2
6JG6	— 35	150	450	30	4,5	98	13,5	0,67	44,0	18,9	37,8	43,0	21,0	4,1

(1) Ecl ajustada para el valor Ib indicado (señal cero).

(2) Condiciones óptimas para mejor linealidad y rendimiento.

(3) Potencia perdida en el circuito tanque.

Se hizo un ensayo comparativo de las válvulas, midiendo las frecuencias de resonancia y las capacidades de entrada y salida. El resultado puede verse en la tabla III.

Deben tenerse los siguientes valores como una orientación, pues las pruebas así nos lo confirmaron, aparte de que dichas válvulas se construyen para el uso en televisión, por cierto muy diferente al nuestro.

NOTA DEL TRADUCTOR. El estudio y prue-

bas efectuados por el autor del presente artículo ha sido sobre los tipos mencionados y que pertenecen a series americanas, que si bien es posible encontrar algún tipo en nuestro mercado, siempre resultarán más caras y difíciles de encontrar que los tipos europeos. Por nuestra parte, intentamos averiguar si tenían equivalencias, pero no logramos aclarar nada en este respecto. Pero si creemos sería interesante probar los tipos recientes, ya que su corriente de placa es muy atrayente. Como orientación diremos que son muy empleadas en los televisores nacionales las PL36 y PL500. Aconsejamos consultar un manual con las características de dichas válvulas.

TABLA III
LÍMITE SUPERIOR DE FRECUENCIA

Tipo	C entrada pF	Frecuencia resonante entrada Mc/s.	C salida pF	Frecuencia resonante salida Mc/s.	Límite de frecuencia de trabajo (3)
6GJ5	19,1	190	10,0	190	150
6HF5 (1)	25,5	86	16,3	141	60
6JB6 (2)	19,1	190	10,5	200	145
6JE6	24,3	82	14,5	152	60
6JM6	17,2	200	10,3	194	150
6JG6	22,9	187	14,7	226	150

- (1) Una unión a rejilla.
- (2) Dos uniones a rejilla.
- (3) 75 % de la frecuencia resonante.

Las nuevas válvulas 3-400Z y 3-1000Z empleadas por los radioaficionados U. S. A.

Por WILLIAM I. ORR (W 6 SA1)

Las válvulas 3-400Z y 3-1000Z de EIMAC son triodos de polarización cero proyectadas para funcionar con rejilla a masa en el espectro de las altas frecuencias. Están catalogadas para una disipación en placa de 400 y 1.000 vatios, respectivamente. No hace falta manantial exterior de polarización con potenciales de placa comprendidos entre 2.000 y 3.000 voltios.

Estas lámparas están especialmente indicadas para trabajo con banda lateral única en el servicio de radioafición. No son necesarias las costosas y voluminosas fuentes para alimentación de pantalla y para polarización. Ambas lámparas son pequeñas y sólidas y están calculadas para adaptarlas a los modernos transmisores compactos. La mejor de todas sus cualidades es que tanto la 3-400Z como la 3-1000Z proporcionan una linealidad perfecta y una reducción de los molestos productos de intermodulación cuando se trabaja con un circuito apropiado.

La 3-400Z está concebida para una entrada de 1.000 vatios P.E.P. (1) y la

(1) P.E.P. = potencia entre crestas de la envolvente.

3-1000Z para una entrada de 2.000 vatios. Estas clasificaciones se han establecido para un potencial de placa moderado, dando por resultado para los productos de distorsión de tercer orden y superiores una cifra mejor que — 35 decibelios por debajo de la salida máxima.

Los datos preliminares del funcionamiento de estas lámparas se relacionan en la figura 1, y los circuitos que se recomiendan se representan en las figuras 2 y 3.

CIRCUITOS PARA 3-400Z.

En la figura 2 se representa un sencillo esquema para el triodo 3-400Z. El circuito de entrada está formado por un tanque de C elevada (L_1-C_1) con la excitación aplicada en un punto que acopla una fuente de alimentación de 52 ohmios. La bobina es de arrollamiento bifilar y la tensión de filamento se aplica a la válvula a través de la bobina. La rejilla está al potencial de masa tanto para la c.c. como para la R.F. El circuito de placa está formado por una red en «pi» ($C_5-L_2-C_6$), cuya

tensión de salida se verifica por un simple voltímetro a diodo.

CIRCUITO DE CÁTODO.

Los condensadores C_3 y C_4 forman parte del circuito sintonizado y por ellos circulan corrientes de R.F. relativamente altas. Los condensadores especificados son satisfactorios para la válvula 3-400Z en trabajo continuo y pueden servir para la 3-1000Z en trabajo intermitente. Estos dos condensadores deben conectarse a masa en un punto común del rotor del condensador C_1 . El condensador C_2 soporta toda la corriente de excitación, debiendo ser del tipo de transmisión, según se especifica.

La bobina de filamento, L_1 , está construida con un trozo de tubo de cobre de 6 mm. de diámetro y por su interior lleva un conductor aislado del número 12. A cada extremo de la bobina se sueldan conductores gruesos para que sirvan de terminales al circuito de filamento. Una vez que se ha encontrado la posición exacta del punto para la toma de excitación, puede soldarse en esa posición.

En este punto es necesario emplear algún tipo de circuito sintonizado y resistir la tentación de emplear los choques no sintonizados de filamento. El empleo de estos últimos por sí mismo dará lugar a degradación de la linealidad hasta un marcado punto y hará más difícil el funcionamiento adecuado del amplificador.

DETALLES DEL CIRCUITO.

El amperímetro de placa, M_1 , está colocado en el terminal —B del amplificador a fin de que acuse la corriente de placa en lugar de la corriente de cátodo (combinación de las corrientes de rejilla y cátodo). El retorno al negativo del manantial de alimentación

debe ser, por tanto, regulable, como se indica en la figura 3.

Como en un pequeño espacio se genera mucha energía, se recomienda el empleo con estas válvulas de un zócalo de refrigeración y un ventilador a fin de conservar la envuelta y las uniones a baja temperatura. Como alternativa puede utilizarse otro dispositivo formado por dos ventiladores independientes, uno de ellos dirigido a la envuelta de la lámpara y el otro al fondo del zócalo del mismo.

CONSTRUCCIÓN Y AJUSTE DEL AMPLIFICADOR.

A fin de complementar el excelente blindaje de la válvula con rejilla a masa, es necesario aislar los circuitos de entrada y salida. El circuito de cátodo debe colocarse en la parte inferior del chasis encerrado en una caja de metal. Los componentes del circuito de placa deben montarse en la parte superior del chasis. Como medida preventiva para TVI, debe encerrarse el amplificador completo dentro de un blindaje de metal construido con material perforado. Los terminales de rejilla deben derivarse a masa mediante tres condensadores de cerámica de 10 nF montados (uno en cada terminal del zócalo) con sus conexiones lo más cortas posible. Colocado también en cada terminal de rejilla hay una resistencia aglomerada de 1 vatio y 3,3 ohmios. Estas resistencias derivan los condensadores y proporcionan un retorno directo a masa para las corrientes de R.F. y de c.c. del circuito de rejilla. El medidor M_3 mide la débil caída de tensión en las resistencias y está graduado en función de corrientes de rejilla para fines de sintonía.

Antes que el amplificador sea ajustado, debe comprobarse la tensión de filamento en el zócalo de la válvula para asegurarse de que no existe una caída de tensión excesiva en el circui-

Fig. 1.—Datos preliminares para el funcionamiento de las válvulas 3-400Z y 3-1000Z EIMAC.

3-400Z

Filamento: 5 voltios, 14,5 amperios, c.a.

Zócalos: zócalos de sistema de aire EIMAC SK-400.

Refrigeración: radiación y aire forzado.

Temperatura máxima de funcionamiento: base, 200° C; unión de placa, 225° C.

Funcionamiento normal para mínima distorsión con 1 kW PEP de entrada.

Tensión continua de placa	2.500 V.
Corriente continua de placa con señal cero	73 mA.
Corriente continua de placa con simple tono	400 »
Corriente continua de rejilla con simple tono	142 »
Corriente continua de placa con dos tonos	274 »
Corriente continua de rejilla con dos tonos	82 »
Salida de potencia útil (PEP)	560 vatios
Resistencia de carga resonante	3.450 ohmios
Productos de intermodulación: normalmente más de — 35 decibelios por debajo del nivel PEP.	

3-1000Z

Filamento: 7,5 voltios, 21,3 amperios c.a.

Zócalo: zócalo de sistema de aire EIMAC SK-500.

Refrigeración: radiación y aire forzado.

Temperatura máxima de funcionamiento: base, 200° C; unión de placa, 225° C.

Funcionamiento normal para mínima distorsión con 2 kW PEP de entrada.

Tensión continua de placa	2.500 voltios
Corriente continua de placa con señal cero	162 mA.
Corriente continua de placa con simple tono	800 »
Corriente continua de rejilla con simple tono	250 »
Corriente continua de placa con dos tonos	550 »
Corriente continua de rejilla con dos tonos	147 »
Salida de potencia útil (PEP)	1.050 »
Resistencia de carga resonante	1.700 ohmios
Productos de intermodulación: normalmente más de — 35 decibelios por debajo del nivel PEP.	

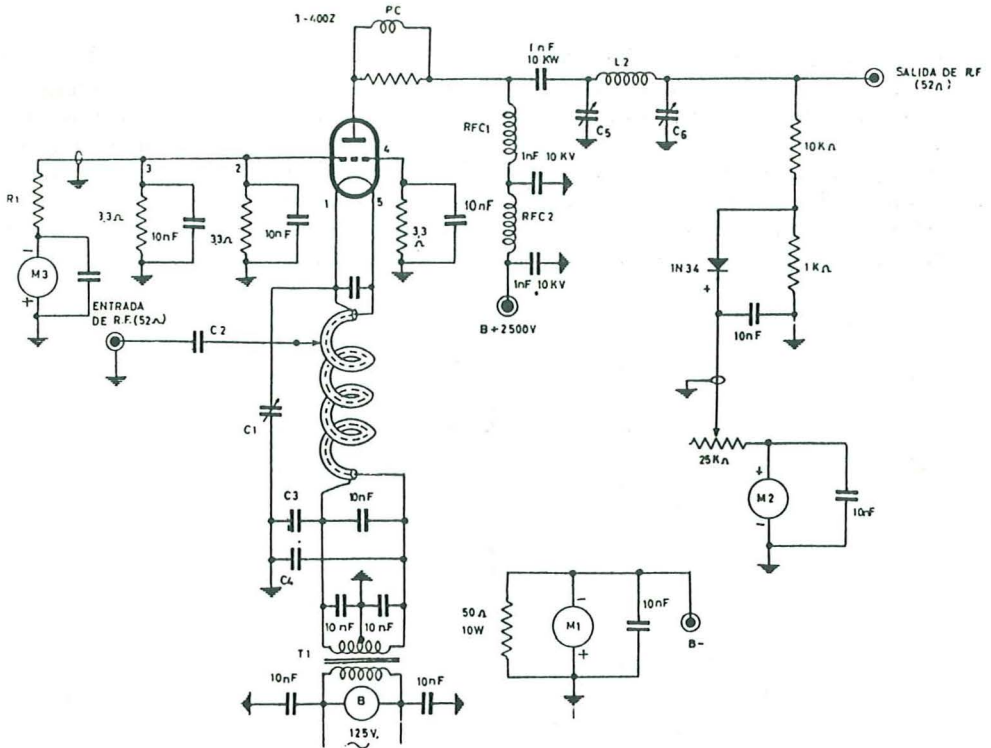


FIG. 2.—El circuito con rejilla a masa elimina la costosa alimentación de polarización y de pantalla necesarias con los circuitos de excitación por rejilla. La buena linealidad de la válvula, más el empleo del circuito sintonizado de cátodo, hacen que se consiga amplificadores de banda lateral de elevada potencia y baja distorsión.

Relación de elementos:

C₁.—1.000 picofaradios.

C₂.—0,01 microfaradio, mica; 1.200 voltios.

C₃.—0,01 microfaradio, mica; 500 voltios.

C₄.—Igual al C₃.

C₅.—3.500 voltios. Capacidad efectiva de sintonía, 2,5 picofaradios por metro.

C₆.—500 voltios. Capacidad efectiva de sintonía, 25 picofaradios por metro.

L₁.—Véase texto. Resuena a la frecuencia de funcionamiento cuando la posición de C₁ corresponde a 13 picofaradios por metro aproximadamente. Sus dimensiones aproximadas son:

80 metros, 10 espiras, 1 5/8 pulgadas, d.i., 3 1/4 pulgada de longitud, toma 6 espiras desde masa. 40 metros, 6 espiras, como la anterior, 2 pulgadas de longitud, toma 3 1/2 espiras desde masa. 20 metros, 4 espiras, como la anterior, 1 1/4 pulgadas de longitud, toma 2 espiras desde masa. 15 metros, 3 espiras, como la anterior, 1 pulgada de longitud, toma 2 espiras desde masa. 10 metros, 1 espira, como la anterior, toma 1/2 espira desde masa. Construirla con tubo de cobre de 1/4 de pulgada y un conductor aislado del núm. 12 pasado por su interior.

L₂.—Construirla con tubo de cobre de 1/4 de pulgada, 3 pulgadas de d.i. para que resuene a la frecuencia con las posiciones de C₅ y C₆ especificadas anteriormente.

M₁.—0—750 mA.; M₂, 0—1 mA.; M₃, 0—1 mA.

R₁.—La resistencia interna del amperímetro M₁ más R₁ suman 550 ohmios. El amperímetro marca de 0—500 mA. a plena escala.

T₁.—5 voltios a 14,5 amperios.

RFC₁.—Choque de H.F.

RFC₂.—Choque de V.H.F.

PC.—Tres resistencias de composición de 100 ohmios, 2 vatios, en paralelo; la bobina «shunt» es de 3 espiras, 1 pulgada de diámetro y de la misma longitud que las resistencias.

B.—Ventilador de 115 voltios. Mínimo de 15 pies cúbicos por minuto.

to sintonizado. La posición aproximada para la toma de la derivación en L_1 se da en la figura 2. El punto exacto debe encontrarse cargando el amplificador a plena entrada y variando la colocación de la toma hasta obtener la máxima corriente de rejilla para la misma posición del condensador C_1

tonizado, la corriente de rejilla alcanza un valor igual aproximadamente al $1/3$ de la corriente de placa. Los ajustes de la carga y sintonía de placa y del nivel de excitación deben realizarse aproximándose lo más posible a dicha relación entre las corrientes rejilla placa. Después de cargarse el am-

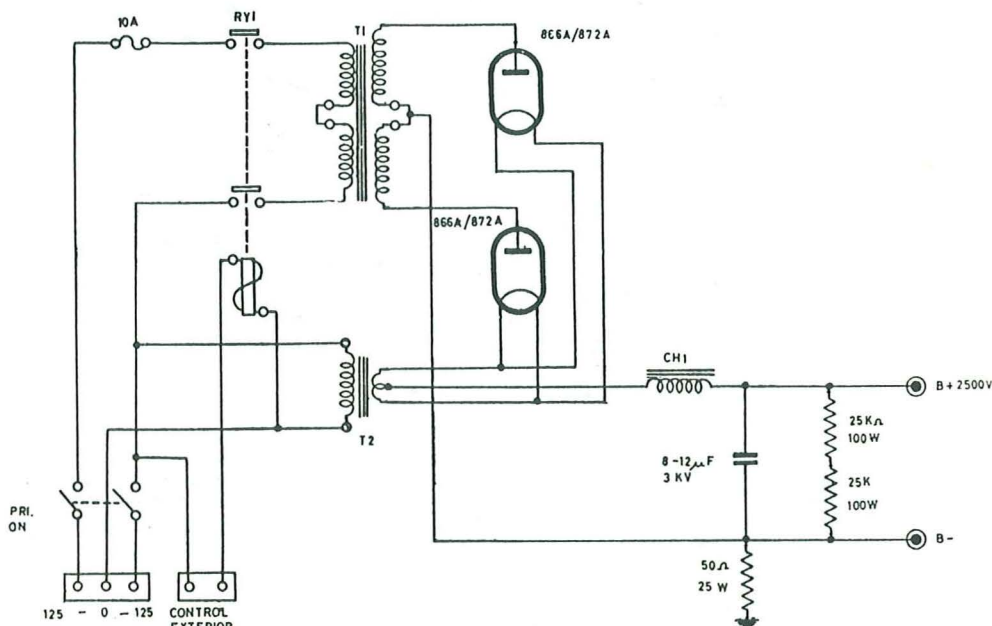


FIGURA 3.

T_1 .—2.900—0—2.900 voltios, 500 mA., c.a. Primario de 115-230 voltios. Capacidad de 1.600 VA.

T_2 .—Para válvulas 866A: 2,5 voltios, 10 Amp. c.a. Aislamiento de 9 KV.

Para válvulas 872A: 5 voltios, 15 Amp. c.a. Aislamiento de 10 KV.

CH₁.—10 henrios, 500 mA. c.a. Resistencia de 40 ohmios.

RYL.—Relé con bobina de 115 voltios alterna.

OBSERVACIONES.—Las válvulas rectificadoras 866A pueden ser empleadas con la 3-400Z. Emplear válvulas rectificadoras 872A con las 3-1000Z. El tipo xenón 3B28 puede sustituir al 866A y el 4B32 al 872A.

que la que proporciona el mínimo S.W.R. sobre la línea coaxial del excitador. Para posiciones incorrectas de la toma, la cifra máxima de S.W.R. y las posiciones del condensador C_1 , para máxima corriente de rejilla, no coinciden.

Una vez debidamente cargado y sin-

plificador para la máxima entrada en esta forma debe sobreacoplarse la red «pi» (reduciendo la capacidad de C_6) ligeramente hasta que la salida de R.F. medida en M_2 caiga el 3 por 100 aproximadamente. Esto aproximará a una condición de máxima linealidad. No aplicar a la válvula la excitación

máxima sin la tensión de placa y carga debida, porque la disipación en rejilla sería excesiva.

En trabajo con banda lateral única, para ondas de fonía, la corriente de

placa indicada por M_1 será aproximadamente la mitad de la cresta de la corriente continua de placa. En fonía, una entrada de un kilovatio p.e.p. para la 3-400Z, por ejemplo, puede alcanzar,

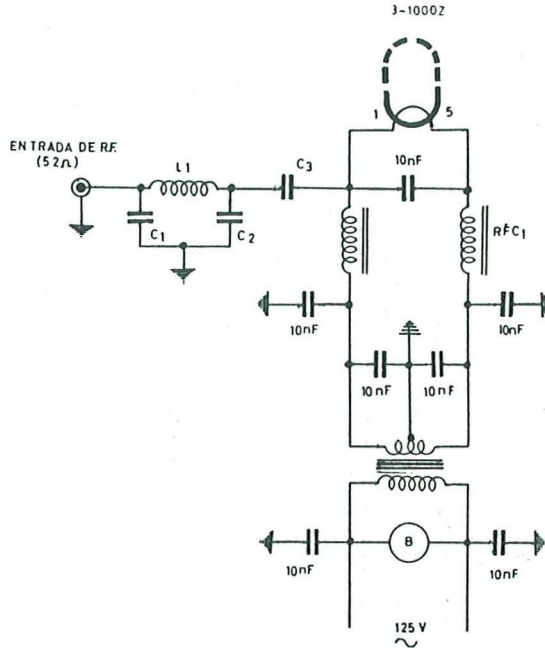


FIGURA 4.

C_1 .—1.200 voltios, condensador de mica del tipo de transmisión. Aerovox tipo 1446 o 1651-L. Dos condensadores en paralelo para obtener valores de capacidades especiales.

80 metros: 1.000 pF.; 40 metros: 450 pF.; 20 metros: 220 pF.; 15 metros: 150 pF.
10 metros: 100 pF.

C_2 .—Igual al C_1 . Capacidades, según se expone a continuación:

80 metros: 900 pF.; 40 metros: 375 pF.; 20 metros: 150 pF.; 15 metros: 90 pF.;
10 metros: 30 pF.

C_3 .—Igual al C_1 ; 0,2 microfaradios.

L_1 .—80 metros: 2,5 μ H. 15 espiras. 1 pulgada diám.. 8 esp. \times pulgada. 40 metros: 1,1 μ H. 8 espiras. 1 pulgada diám. 8 espiras \times pulgada. 20 metros: 0,55 μ H. 7 espiras. 3/4 pulgada diám. 8 espiras \times pulgada. 15 metros: 0,37 μ H. 6 espiras. 3/4 de pulgada. 8 espiras \times pulgada. 10 metros: 0,3 μ H. 6 espiras. 1/2 pulgada. 8 espiras \times pulgada.

El ajuste de la red en «pi» puede hacerse cortocircuitando el condensador C_2 y ajustando la bobina L_1 hasta que L_1 - C_1 resuenen a la frecuencia central de la banda de trabajo o haciendo variable C_2 y ajustando para máxima alimentación de rejilla.

B.—Ventilador de 115 voltios, 50 ciclos. 45 pies cúbicos por minuto.

RFC₁.—Choque bifilar de filamento de 30 amperios.

OBSERVACIONES.—Como alternativa puede emplearse otro dispositivo, que consiste en eliminar el choque bifilar de filamento y sustituirlo por un transformador de baja capacidad para el filamento (7,4 voltios a 21,3 amperios).

las limitaciones de tal circuito sean conocidas por el usuario.

Cualquier paso clase B que lleve una sola válvula (independientemente la lámpara empleada) permite la circulación de corriente de rejilla y de placa únicamente durante parte del ciclo de trabajo (aproximadamente 180°). La impedancia de entrada de tal paso no representa, por tanto, una carga constante. La onda entregada por el excitador al paso de rejilla a masa aparece grandemente distorsionada en la parte de ciclo que permite la circulación de corriente de reja y placa. Aunque los valores de «impedancia de entrada» publicados puedan parecer atractivos, sólo representan, realmente, la componente fundamental de la impedancia de entrada (útil para el cálculo del «Q» del circuito). Como la impedancia de carga de entrada de un paso de rejilla a masa clase B no tiene un valor constante, es necesario transformarla en *impedancia constante*, la cual aparecerá como 50 ohmios en todo el ciclo completo. La mejor forma de conseguir esto es con un circuito sintonizado de alta C colocado directamente en el cátodo del paso de rejilla a masa.

La 3-400Z y la 3-1000Z no son las únicas válvulas que necesitan un circuito sintonizado en cátodo. En buena práctica de ingeniería es necesario conseguir de cualquier amplificador con rejilla a masa la mejor linealidad, a menos que el amplificador trabaje en clase A.

En resumen, los amplificadores con rejilla a masa pueden ser montados *sin* el circuito tanque de cátodo, pero de esta forma no se conseguirán todas las posibilidades del equipo. Si se prescinde del circuito tanque, se sacrificará la potencia de salida y se observarán productos de distorsión de orden impar con valores más pobres. La importancia de la degradación va-

riará con la combinación excitador-amplificador y con la longitud de línea coaxial de interconexión.

Las medidas normales realizadas con un paso alimentador clase A y una línea coaxial de corta longitud que conectó el excitador y el amplificador de rejilla a masa ha demostrado que cuando el tanque de cátodo del amplificador se quita, la potencia de salida del paso amplificador cae aproximadamente un 5 por 100, aumentando los productos de tercer orden de 3—5 decibelios aproximadamente. Los productos de mayor orden también aumentan consecuentemente. Es posible que con un excitador cuyo circuito de salida hubiese tenido un «Q» más pobre y para otras longitudes de línea coaxial de interconexión se pudiera haber observado una degradación mayor al quitar el circuito tanque sintonizado.

El tanque sintonizado de cátodo puede considerarse como un refinamiento necesario para el mejor funcionamiento de un amplificador lineal clase B con rejilla a masa. Recomendamos su empleo encarecidamente.

Aunque está especialmente proyectada para trabajar en clase B, la válvula 3-400Z puede hacerse funcionar como amplificadora en clase C, como osciladora o como amplificadora de potencia de radiofrecuencia modulada por placa. Se puede aprovechar la ventaja de la característica de polarización cero de la 3-400Z en amplificadores clase C funcionando con tensiones de placa inferiores a 3.000 voltios únicamente empleando polarización por escape de rejilla. Si la energía de excitación falta, la disipación en placa se mantiene en un valor bajo, porque el paso funcionaría en las condiciones estáticas normales de polarización cero. Las condiciones de funcionamiento se relacionan a continuación:

VALORES MAXIMOS	Amp. Clase C u Oscilador	Modulador en placa Clase C .
Tensión continua de placa.	4.000 V.	3.000 V.
Corriente continua de placa.	350 mA.	275 mA.
Disipación en placa.	400 W.	270 W.
Disipación en rejilla.	20 W.	20 W.
FUNCIONAMIENTO NORMAL		
Tensión continua de placa.	3.000 V.	3.000 V.
Corriente continua de placa.	333 mA.	245 mA.
Tensión continua de rejilla.	-75 V.	-90 V.
Corriente continua de rejilla.	130 mA.	100 mA.
Potencia de excitación de rejilla.	25 W.	18 W.
Potencia de salida de placa.	730 W.	550 W.

ZÓCALOS Y ASPIRADORES DE AIRE PARA LAS VÁLVULAS 3-400Z Y 3-1000Z.

Para refrigerar debidamente las uniones y la envuelta de la 3-400Z y de la 3-1000Z, se recomienda el zócalo de sistema de aire Eimac. Los zócalos SK-400 y SK-500 son satisfactorios; sin embargo, para equipos modernos se recomiendan los zócalos SK-410 y SK-510. Estos zócalos modernizados se caracterizan por su bajo coste, ligereza y simplicidad de montaje. La baja autoinducción de los terminales asegu-

ra el funcionamiento adecuado de la lámpara.

El zócalo SK-410 puede emplearse con las válvulas de la serie 3-400Z, 4-250A y 4-400A, en unión del aspirador de aire (chimenea) SK-416 (para la 3-400Z) o el aspirador SK-1406 (para las 4-250A y 4-400A). El zócalo SK-510 puede ser empleado con la 3-1000Z (con el aspirador de aire (chimenea) SK-516) o la 4-1000Z (con el aspirador SK-506). Para informarse sobre la refrigeración y ventilación por aire, véase la hoja de datos de las válvulas.

TABLA I
Tetrotodos con refrigeración natural

Clase	Calidad	Temperatura ambiente máxima		Temperatura máxima		Temperatura máxima		Temperatura máxima		Temperatura máxima		Clase de servicio	V _a (V)	V _{b2} (V)	-V _{b1} (V)	I _{b1} (mA)	I _{b2} (mA)	I _{g1} (mA)	W _{g1} (W)	W _o (W)	f _{hasta} (MCA)	f _{max} (MCA)	f _{max} (MCA)	Presión ambiente (mA/V)	Dimensiones				
		V _a (V)	V _{b2} (V)	V _{b1} (V)	V _{g1} (V)	V _{g2} (V)	V _{g3} (V)	S	Altura (mm)	Anchura (mm)																			
QB 2/250	10	5	2,2-50	1,100	100	Categ. 1	2,000	400	120	180	45	10	1,9	2,75	30	120	3,5	3,75	191	66									
						C mod. a g2	1,600	300	160	150	30	12	2,7	180	30														
						C mod. g1	2,000	400	120	75	3		> 2	50	30														
QB 3/200	6	3,5	3 000	600	65	Categ.	3,000	250	100	115	8	5	0,8	280	50	220	5	4	111	60									
						C mod. a g2	2,500	250	135	110	10	6	1,2	230	50														
						B mod. 1)	1,800	250	50	2x110	2x15	2x9	2x0,8	270	30														
QB 3/300	5	6,5	3 000	600	125	Categ.	3,000	350	150	167	30	6,5	2	375	120	200	6,2	2,2	130	62									
						B telef.	3,000	350	50	60	1	4,5	0,45	58	120														
						C mod. a g2	2,500	350	210	152	30	4,5	1,7	300	120														
QB 3,5/750	5	14,1	4 000	600	250	Categ.	4,000	500	225	312	45	9	2,5	1,000	75	120	5,1	4	151	97									
						B telef.	4,000	500	100	94	0	0,5	0,06	126	75														
						C mod. a g2	3,000	400	310	225	30	9	3,3	510	75														
QB 4/1100	5	14,1	4 000	600	400	Categ.	4,000	500	220	350	25	6	1,8	1,100	75	110	5,1	4	151	87									
						C mod. a g2	3,650	500	225	275	30	6	1,7	765	30														
						B mod. 1)	4,000	500	90	2x319	2x20	2x6	2x0,8	1,750	30														
QB 5/7000	7,5	22,6	5,500	800	800	Categ.	5,000	600	200	440	80	35	12	1,760	60	100	9,5	7	213	119									
						C mod. a g2	4,000	600	240	380	80	20	7,5	1,200	60														
						B mod. 1)	5,000	600	62,5	2x290	2x43	2x13	2x1,5	2,220	30														

Alimentación de funcionamiento normal, conexión directa

QC 05/35	1,6	3,2	650	250	2,5	Categ. 500	180	71	150	1,5	2,8	0,3	6,5	60	175	4,5	7	2*	41,3	
						Med. FM														
						C mod o 32	475	135	77 ³⁾	9,4	9	2,8	0,3	34	60					
QE 03/10	6	0,75	300	250	1,2	Categ	300	250	2,9	50	6,5	1,5	0,15	10	30					
						C mod o 2	250	250	3,9	40	5,5	1,3	0,2	6,4	30	175	1,6	7	57,5	22,2
						Multipl. frecuencia	300	238	100	35	5,0	1,0	0,6	2,8	175					
QE 04/10	6,3	0,6	400	250	7,5	Categ	300	250	60	43	6,7	0,5	0,031	8	60					
						C mod o 2	250	200	50	38,5	10	1,5	0,1	5,8	60	175	5,6	1,2	7,3	3,3
						C multipl. frecuencia	300	250	120	43,3	5,5	1,2	0,134	5,6	37,575					
						frecuencia	300	250	140	34,3	2,8	0	0	3,2	25,775					
QE 05/40	6,3	1,25				Categ ³⁾	750	160	62	120	11	3,1	0,2	70	60					
QE 05/40F	1,2,6	0,625	750	250	2,5	C mod o 2	600	150	87	112	7,8	3,4	0,4	5,2	60	175	4,5	7	9*	4,4
QE 05/40H	26,5	0,3				B mod ¹⁾	600	165	44	2x103	2x0,5	2x0,5	2x0,1	90						
QE 06/50	6,3	0,9	600	300	2,5	Categ	500	250	45	100	8	4	0,3	40	60					
						C mod o 32	475	250	85	83	8	4	0,4	2,8	60	125	3	5	14,5	52,4
						B med	600	300	40	62,5	4		0,2	12,5	60					
						B mod	600	300	32	2x100	2x9			0,1	80					
QE 08/200	6,3	3,9	425	350	100	Categ	750	250	90	385	20	7	1,0	200	30					
QE C2/200H	2,6,5	0,7				C mod o 2	600	250	100	300	20	4	0,4	130	30	30	5,7	9	148,5	7,2
						B L U	750	310	45	270	2,6	0	0	2,20 ⁴⁾	30					
						B mod ¹⁾	750	250	45	2x280	2x40	2x1		300						

1) Dos válvulas.

2) Con zócalo metálico

3) Servicio intermitente

4) Potencia de pico de la envolvente bajo modulación con dos señales de B. F. sinusoidales de igual amplitud pero de frecuencia diferente

5) La polarización de rejilla puede obtenerse por una resistencia de rejilla o por una combinación de una resistencia y una alimentación fija

6) Válvula para equipos móviles de calentamiento rápido.

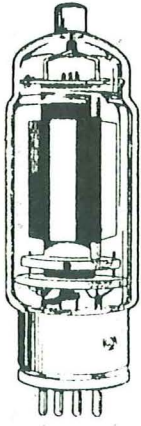
7) - Datos provisionales.

II) DOBLES TETRODOS

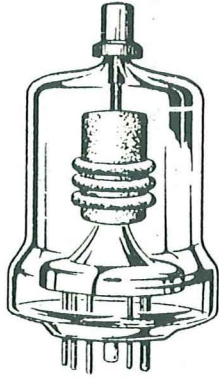
TIPO	Clasificación	Tensión anódica máxima (V)	Tensión cátódica mínima (V)	Distorsión máxima (dB)	CONDICIONES NOMINALES DE FUNCIONAMIENTO										Pen. Jermá	Dimensiones				
					V ₁ (V)	I ₁ (A)	V ₂ (V)	V ₃ (V)	Clase de servicio	V ₀₂ (V)	-V ₀₁ (V)	I ₀ (mA)	I _{g2} (mA)	I _{g1} (mA)			W ₀₁ (W)	W ₀ (W)	f _{max} (Mc/s)	f _{med} (Mc/s)
QQC 03/14	3,15 0,68	300	200	2x7	Clase II										3	77,8 22				
					C. telep. ¹⁾	250	40	2x4,5	2x4,2	2x1,5	11	200	200	7,5			200	200	7,5	3
QQC 04/15	6,3 0,68	600	250	2x8	Clase II										2	100 32				
					C. mod. o g ₂ ¹⁾	600	80	2x4,0	4,5	2x1,3	2x0,13	33,6	186							
					C. frecuencia ¹⁾	250	70	2x2,6,5	9	2x1,5	2x0,15	7,8	186							
					C. multipl. ¹⁾	400	200	175	2x3,2,5	4	2x1,1	2x0,22	10	62/186						
					B. mod. ¹⁾	400	200	175	40	2,5	1,5	0,3	8	93/186						
QQE 02/5	12,6 0,3	250	200	2x3,75	Clase II										31	66,7 22				
					C. telep. ¹⁾	200	20	2x3,1	14	2x0,75	1,2	7,2	500							
					C. mod. o g ₂ ¹⁾	180	20	2x2,7,5	12,5	2x0,75	1,2	5,8	500							
					C. multipl. ¹⁾	200	2x2,2,5	11,0	2x0,9	1,1	2,95	16x3/500								
					C. frecuencia ¹⁾	200	200	45	2x5,0	3,0	2x1,5	2x0,1	18,5	200						
QQE 03/20	12,6 0,41	300	2x7	Clase II										8	86 46					
				C. mod. o g ₂ ¹⁾	200	2x4,3	3,1	3,3	0,2	9,8	200									
				C. multipl. ¹⁾	300	150	100	2x3,2,5	3,5	2x1,9	0,45	7,8	66/200							
				C. telep. ¹⁾	600	250	60	2x5,0	2x4	2x0,7	1,5	48	200							
				C. mod. o g ₂ ¹⁾	500	250	80	2x4,0	2x4	2x1,9	2x5	31	200							
QQE 04/5	12,6 0,3	400	2x10	Clase II										10,5	63 44,7					
				C. multipl. ¹⁾	300	250	175	2x4,5	2x3,0	2x1,5	2x1	10	66/200							
				C. telep. ¹⁾	250	170	15	2x4,0	15	2x0,75	1,4	8	960							
				C. mod. o g ₂ ¹⁾	170	200	50	2x3,2,5	22	2x2,0	2x0,12	35	200							
				C. frecuencia ¹⁾	600	200	70	2x3,0	20	2x1,5	2x0,05	2,6	200							
QQE 04/20	12,6 0,8	750	2x10	Clase II										3	84 51					
				C. mod. o g ₂ ¹⁾	600	200	70	2x3,0	20	2x1,5	2x0,05	2,6	200							
				C. telep. ¹⁾	750	200	50	2x3,2,5	22	2x2,0	2x0,12	35	200							
				C. mod. o g ₂ ¹⁾	600	200	70	2x3,0	20	2x1,5	2x0,05	2,6	200							
				C. frecuencia ¹⁾	600	200	70	2x3,0	20	2x1,5	2x0,05	2,6	200							
QQE 06/40	12,6 0,9	750	300	2x22,5	Clase II										4,5	108,5 46				
					C. mod. o g ₂ ¹⁾	600	250	80	2x7,5	20	2x3,8	71	250							
					C. multipl. ¹⁾	500	250	150	2x6,0	10	2x3	2x0,6	20	50/150						
					C. telep. ¹⁾	600	250	25	2x100	2,6	2x2,6	2x0,1	86							
					B. mod. ¹⁾	600	250	25	2x100	2,6	2x2,6	2x0,1	86							

- 1) { Servicio intermitente.
Dos sistemas en contrafase.
- 2) Válvula para equipos móviles de «calentamiento rápido».
- 3) Servicio continuo. Dos sistemas en contrafase.

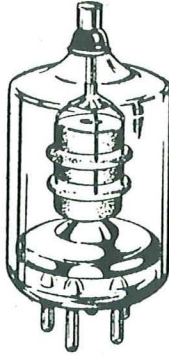
Dibujos representativos del aspecto exterior de las válvulas. Téngase en cuenta que no están hechos a escala:



QB 2/250



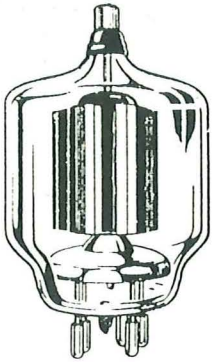
QB 3/200



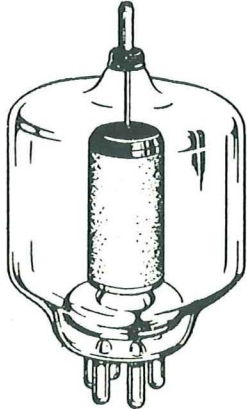
QB 3/300



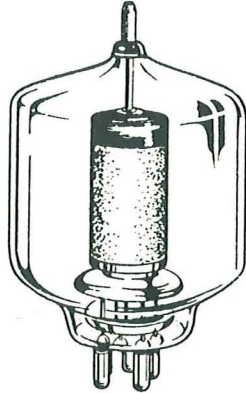
QB 3,5/750



QB 4/1100



QB 5/1750



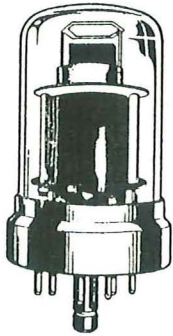
QB 5/2000



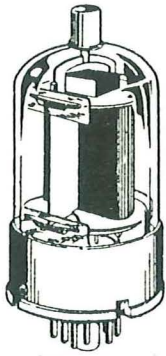
QB 05/35



QE 03/10



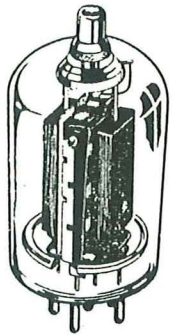
QE 04/10



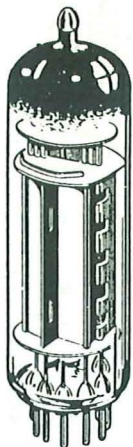
QE 05/40



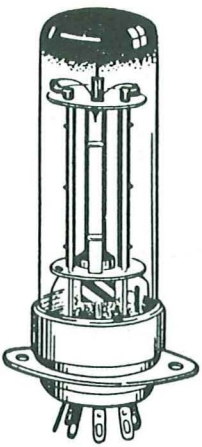
QE 06/50



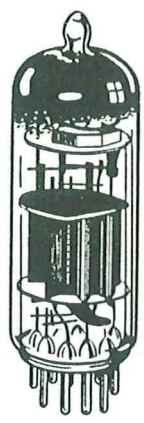
QE 08/200



QQC 03/14



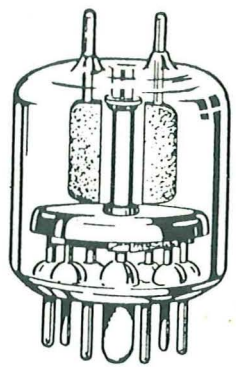
QQC 04/15
CON SU SOPORTE



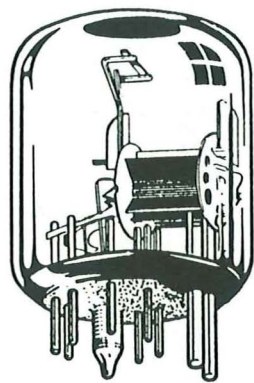
QQE 02/5
YL 1130



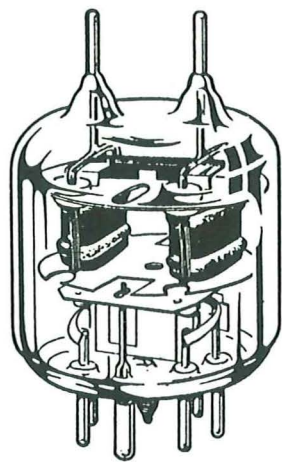
QQE 03/12
YL 1080



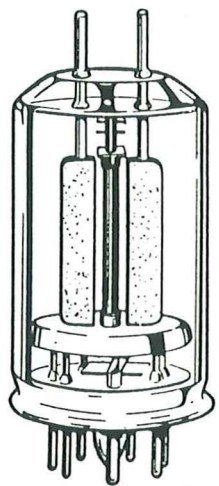
QQE 03/20
YL 1020



QQE 04/5



QQE 04/20



QQE 06/40

Tipo	Regímenes máximos						Cátodo	Capacitancias				Base	Funcionamiento típico							
	Disipación placa watts	Tensión de placa	Corriente de placa mA	C.C. de rejilla mA	Frec. MHz régimen pleno	Factor de amplificación		Volts	Amperes	Cent pF	CapP		Caal pF	Clase de servicio	Tensión de placa	Tensión de rejilla	Corriente de placa mA	C.C. de rejilla (mA)	Potencia de excit. aprox. watts	Carga de placa a placa (ohms)
811-A	65	1500	175	50	60	160	6.3	4.0	5.9	5.6	0.7	3B	C-T	1500	-70	173	40	7.1	—	200
													C-P	1250	-120	140	45	10.0	—	135
													G-G-B	1250	0	27/175	28	12	—	165
812-A	65	1500	175	35	60	29	6.3	4.0	5.4	5.5	0.77	3B	AB ₁	1250	0	27/175	13	3.0	—	155
													C-T	1500	-120	173	30	5.5	—	190
													C-P	1250	-115	140	35	7.6	—	130
100TH	100	3000	225	60	40	40	5.0	6.3	2.9	2.0	0.4	2D	B ¹	1500	-48	28/310	270 ^a	5.0	13.2K	340
													C-T	3000	-200	165	51	18	—	400
													C-P	3000	-65	40/215	335 ^a	5.0 ^a	31K	550
3-100A2 100TL	100	3000	225	50	40	14	5.0	6.3	2.3	2.0	0.4	2D	C-T	3000	-400	165	30	2.0	—	400
													G-M-A	3000	-560	60	2.0	7.0	—	90
													B ¹	3000	-185	40/215	640 ^a	6.0 ^a	30K	450
3CX100A5 ¹¹	100	1000	125 ¹⁴	50	2500	100	6.0	1.05	7.0	2.15	0.035	—	G-G-A	800	-20	80	30	6	—	27
													C-P	800	-15	75	40	6	—	18
													G-T-C	600	-35	60	40	5.0	—	20
2C39	100	1000	60	40	500	100	6.3	1.1	6.5	1.95	0.03	—	C-T-O	300	-40	90	30	—	40	
													C-P	600	-150	100 ¹⁴	50	—	—	
													C-T	2500	-200	200	40	16	—	390
AX9900/ 5068 ¹¹	135	2500	200	40	130	25	6.3	5.4	5.8	5.5	0.1	Fig. 3	C-P	2000	-225	127	40	16	—	204
													B ¹	2500	-90	80/330	350 ^a	14 ^a	15.68K	560
													G-G-B	1650	-70	165	32	6	—	205
572B/T100L	160	2750	275	—	—	170	6.3	4.0	—	—	—	3B	C-T	1650	-70	165	32	6	—	205
													G-G-B ¹	2400	-2.0	90/500	—	100	—	895
													C-T	2500	-180	300	60	19	—	575
810	175	2500	300	75	30	36	10	4.5	8.7	4.8	12	2N	C-P	2000	-350	250	70	35	—	380
													G-M-A	2250	-140	100	2.0	4	—	75
													B ¹	2250	-60	70/450	380 ^a	13 ^a	11.6K	725
8873	200	2200	250	—	500	160	6.3	3.2	19.5	7.0	0.03	Fig. 3 ⁷	AB ₂	2000	—	22/500	98 ^a	27 ^a	—	505
													C-T-O	2000	-100	357	94	29	—	464
													C-P	3000	-150	333	90	32	—	798
250TH	250	4000	350	40 ¹³	40	37	5.0	10.5	4.6	2.9	0.5	2N	C-P	2000	-160	250	60	22	—	335
													C-P	2500	-180	225	45	17	—	400
													AB ₂ ¹	1500	0	280/700	460 ^a	46 ^a	4.2K	630
250TL	250	4000	350	35 ¹¹	40	14	5.0	10.5	3.7	3.0	0.7	2N	C-T-O	2000	-200	350	45	22	—	455
													C-P	2000	-350	335	45	29	—	750
													AB ₂ ¹	2000	-820	250	29	24	—	335
PL-4569	250	4000	300	120	30	45	5.0	14.5	7.6	3.7	0.1	Fig. 3	G-G-A	2500	-820	225	20	16	—	400
													AB ₂ ¹	3000	-520	200	14	11	—	435
													C-T-O	1500	-40	200/700	780 ^a	38 ^a	3.3K	580
8875	300	2200	250	—	500	160	6.3	3.2	19.5	7.0	0.03	—	G-G-A	2500	-70	300	85	75 ¹¹	—	555
													C-T-O	3000	-95	300	110	85 ¹¹	—	710
													AB ₂ ¹	3500	-110	285	90	85 ¹¹	—	805
304TH	300	3000	900	60 ¹³	40	20	5.0	25	13.5	10.2	0.7	4BC	C-T-O	1500	-125	665	115	25	—	700
													C-P	2000	-200	600	125	39	—	900
													AB ₂ ¹	1500	-200	420	55	18	—	800
304TL	300	3000	900	50 ¹³	40	12	5.0	25	12.1	8.6	0.8	4BC	C-T-O	2000	-300	440	60	26	—	680
													C-P	2500	-350	400	60	29	—	800
													AB ₂ ¹	1500	-65	1065 ^a	330 ^a	25 ^a	2.84K	1900
833A	350	3300	500	100	30	35	10	10	12.3	6.3	8.5	Fig. 41	C-T-O	1500	-250	665	90	33	—	700
													C-P	2000	-300	500	85	36	—	900
													AB ₂ ¹	2900	-500	250	30	18	—	410
8874	400	2200	250	—	500	160	6.3	3.2	19.5	7.0	0.03	—	AB ₂	2000	-550	500	75	52	—	810
													C-T-O	2500	-525	200	18	11	—	425
													AB ₂ ¹	1500	-118	270/572	236 ^a	0	2.54K	256
3-400Z	400	3000	400	—	110	200	5	14.5	7.4	4.1	0.07	Fig. 3	C-T	2500	-230	160/383	460 ^a	0	8.5K	610
													G-G-A	4090	-110	350	92	105 ¹¹	—	1030
													AB ₂ ¹	2500	-70	350	95	85	—	660
PL-8540	400	4000 ¹¹	350	120	—	45	5.0	14.5	7.6	3.9	0.1	5BK	G-G-B	2500	-70	350	95	85	—	660
													C-T	2000	—	370	115	30	5K	750
													G-G-A	3500	-75	500	115	22	—	950
8183	400	3000	400	20 ¹³	30	350	5.0	14.1	8.0	5.0	0.3	Fig. 3	G-G-B	3000	0	180/670	300	65	—	1360
													C-T	2500	-32	100	—	57	—	1520
													AB ₂	2500	-3.2	100	—	57	—	1520
3-500Z	500	4000	400	—	110	160	5	14.5	7.4	4.1	0.07	Fig. 3	G-G-B	2500	-70	350	95	85	—	660
													C-T	2000	—	370	115	30	5K	750
													G-G-A	3500	-75	500	115	22	—	950
3-100Z	1000	3000	800	—	110	200	7.5	21.3	17	6.9	0.12	Fig. 3	G-G-B	3000	0	180/670	300	65	—	1360
													C-T	2500	-32	100	—	57	—	1520
													AB ₂	2500	-3.2	100	—	57	—	1520
8877	1500	4000	1000	—	250	200	5.0	10	42	10	0.1	—	AB ₂	2500	-3.2	100	—	57	—	1520

* Resistor de cátodo en ohms.

¹ ABREVIATURAS PARA CLASE DE SERVICIO:

- A₁ = modulador de AF en clase A.
- AB₁ = modulador de AF en push-pull clase AB₁.
- B₁ = modulador de AF en push-pull clase B.
- C₁ = multiplicador de frecuencia.
- C.T. = telefonia clase C modulada en placa.
- C.T. = telegrafia clase C.
- C.T.O. = amplificador-oscilador clase C.
- G.G.A. = amplificador clase C, con rejilla a masa.
- G.G.B. = amplificador clase B, con rejilla a masa

(Tono simple).

G.G.O. = oscilador con rejilla a masa.

G.I.C. = circuito de aislación de rejilla.

G.M.A. = amplificador modulado en rejilla.

² Triodo doble. Valores para ambas secciones en push-pull, excepto las capacitancias interelectrodicas.

³ Salida a 112 MHz.

⁴ Resistor de escape de rejilla en ohms.

⁵ Valores de cresta.

⁶ Por sección.

⁷ Valores para dos válvulas en push-pull.

⁸ Valor para máxima señal.

⁹ Volts de cresta de AF de rejilla a masa.

¹⁰ Oscilador de pulsos 1000 MHz.

¹¹ Incluye pérdidas de polarización, disipación de rejilla y potencia pasante.

¹² Oscilador telegrafico 1000 MHz.

¹³ Disipación máxima de rejilla en watts.

¹⁴ Corriente máxima de cátodo en mA.

¹⁵ Requiere refrigeración por aire forzado.

¹⁶ Oscilador de 3300 MHz con pulsos aplicados a placa.

¹⁷ Oscilador telegrafico 1900 MHz.

¹⁸ No hay datos disponibles para clase B.

Tipo	Regimenes máximos				Cátodo		Capacitancias			Base	Funcionamiento típico												
	Distabación (placa watts)	Tensión de placa	Distib. de pantalla (watts)	Tensión de pantalla (V)	Frec. MHz régimen pleno	Volts	Amperes	C _{ent} pF	C _{cp} pF		C _{sal} pF	Clase de servicio 14	Tensión de placa	Tensión de pantalla	Tensión de supragra	Tensión de rejla	Corriente de placa mA	Corriente de pantalla mA	Corriente de rejla mA	Potencia asc. aprox. watts	Resistencia carga P. a P. (ohms)	Pot. de salida aprox. watts	
8203	1.8	400	—	—	250	6.3	0.16	4.2	2.2	1.6	12AQ	C-P/C-T	155	—	—	14/2700	21	—	5	0.4	—	—	1.55
8033 ¹	7.5	275	3	200	500	6.3	0.75	6.6	0.15	1.55	Fig. 13	C-T	200	200	—	—	20	60	13	2	1.0	7.5	
						C-P	180					180	—	—	20	55	11.5	1.7	1.0	6			
7551 7558	12	300	2	250	175	12.6	0.38	10	0.15	5.5	9LK	C-M	200	190	—	—	68K ¹	46	10	2.2	0.9	—	—
						C-T	300					250	—	—	55	80	5.1	1.6	1.5	10			
5763 6417	13.5	350	2	250	50	6.3	0.8	9.5	0.3	4.5	9K	C-P	250	250	—	—	75	70	3.0	2.3	1.0	7.5	
						C-T	350					250	—	—	28.5	48.5	6.2	1.6	0.1	12			
2E28 8893	13.5	600	2.5	200	125	6.3	0.75	12.5	0.2	7	7CK	C-P	300	250	—	—	42.5	50	6	2.4	0.15	10	
						C-T	600					185	—	—	45	66	10	3	0.17	27			
8360 ¹	14	300	2	200	200	6.3	0.82	6.2	0.1	2.6	Fig. 13	C-P	500	200	—	—	25	9/45	10 ¹	0	0.15	18	
						C-T	300					200	—	—	45	100	3	3	0.2	18.5			
2E25	15	450	4	250	125	6.3	0.8	8.5	0.15	6.7	5BJ	C-M ¹¹	300	150	—	—	100	65	3.5	3.8	0.45	—	4.8
						C-T	200					100	—	—	15K ¹	86	3.1	3.3	0.2	—	9.8		
832A ¹	15	750	5	250	200	12.6	0.8	8	0.07	3.8	7BP	C-M ¹¹	300	200	—	—	21.5	30/100	1/11.4	64 ¹	0.04	6.5K	17.5
						C-T	450					250	—	—	45	75	15	3	0.4	—	24		
8252/ AX9910 ¹	20	750	4	300	300	6.3	1.3	6.5	—	2.5	Fig. 7	C-P	400	200	—	—	45	60	12	3	0.4	—	16
						C-T	500					250	—	—	80	100	12	3	4.0	—	17		
1614	25	450	3.5	300	80	6.3	0.9	10	0.4	12.5	7AC	B	500	250	—	—	26	25/73	0.7/16	52 ¹	—	20K	23.5
						C-T	450					250	—	—	45	100	8	2	0.15	—	31		
815 ¹	25	500	4	200	125	6.3	1.6	13.3	0.2	8.5	8BY	C-P	375	250	—	—	50	93	7	2	0.15	—	24.5
						C-T	500					200	—	—	45	150	17	2.5	0.13	—	56		
8148 8148A	25	500	4	200	125	12.6	0.8	13.3	0.2	8.5	8BY	AB ₁ ¹	500	125	—	—	15	22/150	32 ¹	—	36 ¹	8K	54
						C-T	500					170	—	—	66	135	9	2.5	0.2	—	48		
8032 8083	25	750	3	250	60	6.3	1.25	13	0.24	8.5	7CK	C-T	750	160	—	—	62	120	11	3.1	0.2	—	70
						C-P	400					150	—	—	87	112	7.8	3.4	0.4	—	35		
8159B	25	750	3	250	60	12.6	0.585	13	0.24	8.5	7CK	C-T	600	150	—	—	87	112	7.8	3.4	0.4	—	52
						C-P	600					150	—	—	87	112	7.8	3.4	0.4	—	52		
852A ¹ 8850	25	600	—	300	100	26.5	0.3	7	0.11	3.4	Fig. 7B	AB ₂ ¹	600	190	—	—	48	28/270	1.2/20	2 ¹	0.3	5K	113
						C-T	600					200	—	—	44	120	8	3.7	0.2	—	56		
807 807W 5933	30	750	3.5	300	60	6.3	0.9	12	0.2	7	5AW	C-P	500	200	—	—	61	100	7	2.5	0.2	—	40
						C-T	750					250	—	—	45	100	6	3.5	0.22	—	50		
1625 2E22	30	750	10	250	—	12.6	0.45	13	0.2	8	5J	AB ₂	500	200	—	—	26	20/116	0.1/10	2.6	0.1	11.1K	40
						C-T	750					250	—	—	45	100	6	3.5	0.22	—	50		
8148B/ 8298A	35	750	3	250	60	6.3	1.125	13	0.22	8.5	7CK	C-P	600	275	—	—	35	15/70	3/8	75 ¹	0	—	42.5
						C-T	750					300	—	—	45	100	7	2.5	0.2	—	40		
AX- 9903 ¹ 5894A	40	600	7	250	250	6.3	1.8	6.7	0.08	2.1	Fig. 7	AB ₁ ¹	750	195	—	—	50	23/220	1/26	100 ¹	0	8K	131
						C-T	600					200	—	—	44	120	8	3.7	0.2	—	56		
8298B ¹ 3E25 ¹	40	750	7	240	200	6.3	2.25	14.5	0.12	7	7BP	C-P	500	200	—	—	61	100	7	2.5	0.2	—	40
						C-T	750					250	—	—	45	100	6	3.5	0.22	—	50		
3D24	45	2000	10	400	125	12.6	1.6	6.5	0.2	2.4	Fig. 75	AB ₂ ¹	2000	375	—	—	300	90	20	10	4.0	—	140
						C-T	1500					375	—	—	300	90	22	10	4.0	—	105		
4D22	50	750	14	350	60	25.2	0.8	28	0.27	13	Fig. 28	C-T	750	300	—	—	100	240	26	12	1.5	—	135
						C-P	600					300	—	—	100	215	30	10	1.25	—	100		
4D32	50	750	14	350	60	6.3	3.75	28	0.27	13	Fig. 27	C-P	600	—	—	—	100	220	28	10	1.25	—	100
						C-T	550					—	—	—	100	175	17	6	0.6	—	70		
8117 ¹	60	750	7	300	175	6.3	1.8	11.8	3.7	0.09	Fig. 7	AB ₂ ¹	600	250	—	—	25	100/365	26 ¹	70 ¹	0.45 ¹	3K	125
						C-T	750					250	—	—	77	160	10	2.7	0.3	—	53		
814	65	1500	10	300	30	12.6	0.9	13.5	0.1	13.5	Fig. 84	C-T	1500	300	—	—	90	150	24	10	1.5	—	160
						C-P	1250					300	—	—	150	145	20	10	3.2	—	130		
4-65A	65	3000	10	600	150	6.3	3.5	8	0.08	2.1	Fig. 25	C-T-O	1500	250	—	—	85	150	40	18	3.2	—	165
						C-P	3000					250	—	—	100	115	22	10	1.7	—	280		
785A ¹	68	1000	8	300	175	6.3	1.8	6.7	2.1	0.09	Fig. 7	C-P	1500	250	—	—	125	120	40	16	3.5	—	140
						C-T	2500					250	—	—	135	110	25	12	2.6	—	230		
4E27/ 8001	75	4000	30	750	75	6.3	0.9	12	0.06	6.5	7BM	AB ₂	2500	400	—	—	85	15	66	3 ¹	—	—	100
						C-T	750					260	—	—	75	240	12.7	5.5	3.5	—	123		
PL-177A	75	2000	10	600	175	6.3	1.8	7.5	0.06	4.2	Fig. 14	C-P	600	225	—	—	75	200	7.8	5.5	3.5	—	85
						C-T	2000					500	60	—	200	150	11	6	1.4	—	230		
7276 7271	80	1350	—	425	175	6.3	3.1	8	0.4	0.14	Fig. 84	C-P	1800	400	60	—	130	135	11	8	1.7	—	178
						C-T	2000					400	0	—	125	150	12	5	0.8	—	220		
8672	100	2200	8	400	500	6.3	1.3	16	0.13	0.011	Fig. 85	C-T-C-P	1000	400	0	—	105	150	16	5	0.7	—	100
						AB ₂	2000					600	—	—	115	25	175	0.7	0	0	210		
7276 7271	80	1350	—	425	175	6.3	3.1	8	0.4	0.14	Fig. 84	C-T	850	400	—	—	100	275	15	8	10	—	135
						AB ₂	665					400	—	—	119	220	15	6	10	—	85		
8672	100	2200	8	400	500	13.5	1.3	16	0.13	0.011	Fig. 85	C-T-O	700	200	—	—	30	300	10	20	5	—	85
						C-T	700					200	—	—	30	300	10	20	5	—	85		

Tipo	Regímenes máximos					Cátodo		Capacitancias			Base	Funcionamiento típico										
	Disipación placa (watts)	Tensión de placa	Disip. de pantalla (watts)	Tensión de pantalla (V)	Frec. MHz régimen pleno	Volts	Amperes	C _{ent} pF	C _{gp} pF	C _{sal} pF		Clase de servicio ¹⁴	Tensión de placa	Tensión de pantalla	Tensión de supresora	Tensión de rejilla	Corriente de placa mA	Corriente de pantalla mA	Corriente de rejilla mA	Potencia exc. aprox. watt	Resistencia carga P. a P. (ohms)	Pot. de salida aprox. watts
8816 ^a 8884	115	1000	4.5	300	400	6.3	2.1	14	0.085	0.015	Fig. 77	C-T-O	900	300	—	-30	170	1	10	3	—	80
						C-P	700					250	—	-50	130	10	10	3	—	45		
						AB ₁ ⁴	850					300	—	-15	80/200	0/20	30 ^a	0	7K	80		
813 ¹¹	125	2500	20	800	30	10	5	16.3	0.25	14	5B4	AB ₁ ⁴	850	300	—	-15	80/335	0/25	46 ^a	0.3	3.96K	140
												C-T-O	1250	300	0	-75	180	35	12	1.7	—	170
												AB ₁ ⁴	2250	400	0	-155	220	40	15	4	—	375
												AB ₁ ⁴	2500	750	0	-95	25/145	27 ^a	0	0	—	245
												AB ₁ ⁴	2000	750	0	-90	40/315	1.5/58	230 ^a	0.17	16K	455
												AB ₁ ⁴	2500	750	0	-95	35/360	1.2/55	235 ^a	0.35 ^a	17K	650
4-125A 4D21 8155	125	3000	20	600	120	5	6.5	10.8	0.07	3.1	5B6K	C-T-O	2000	350	—	-100	200	50	12	2.8	—	275
												AB ₁ ⁴	3000	350	—	-150	167	30	9	2.5	—	375
												AB ₁ ⁴	2500	350	—	-43	93/260	0/6	178 ^a	1.0 ^a	22K	400
4E27A/ 5-125B	125	4000	20	750	75	5	7.5	10.5	0.08	4.7	7B6M	AB ₁ ⁴	2500	600	—	-96	50/232	0.3/8.5	192 ^a	0	20.3K	330
												GG	2000	0	—	0	10/105 ¹⁷	30 ¹⁷	55 ¹⁷	16 ¹⁷	10.5K	145
803	125	2000	30	600	20	10	5	17.5	0.15	29	5J	C-T	2000	500	40	-90	160	45	12	2	—	210
												C-P	1600	400	100	-80	150	45	25	5	—	155
7094	125	2000	20	400	60	6.3	3.2	9.0	0.5	1.8	Fig. 82	C-T	1500	400	—	-100	330	20	5	4	—	340
												C-P	1200	400	—	-130	275	20	5	5	—	240
4X150A 4X150G ¹¹	150 ^a	2000	12	400	500	6	2.6	15.5	0.03	4.5	Fig. 75	AB ₁ ⁴	2000	400	—	-65	30/200	35 ^a	60 ^a	0	12K	250
												C-T-O	1250	250	—	-90	200	20	10	0.8	—	195
8121	150	2200	8	400	500	13.5	1.3	16	0.13	0.011	Fig. 5	C-P	1000	250	—	-105	200	20	15	2	—	140
												AB ₁ ⁴	1250	300	—	-44	475 ^a	0/65	100 ^a	0.15 ^a	5.6K	425
4-250A 5D22 6156	250 ^a	4000	35	600	110	5	14.5	12.7	0.12	4.5	5B6K	C-T-O	1000	200	—	-30	300	10	30	5	—	165
												AB ₁ ⁴	2500	500	—	-150	300	60	9	1.7	—	575
												C-P	3000	500	—	-180	345	60	10	2.6	—	800
4X250B	250 ^a	2000	12	400	175	6	2.1	18.5	0.04	4.7	Fig. 75	AB ₁ ⁴	2000	300	—	-48	510 ^a	0/26	198 ^a	5.5 ^a	8K	650
												AB ₁ ⁴	2500	600	—	-110	430 ^a	0.3/13	180 ^a	0	11.4K	625
												C-T-O	2000	250	—	-90	250	25	27	2.8	—	410
7034/ ^a 4X150A	250	2000	12	300	150	6	2.6	16	0.03	4.4	Fig. 75	AB ₁ ⁴	2000	350	—	-50	500 ^a	30 ^a	100 ^a	0	8.25K	650
												C-T-O	2000	250	—	-88	250	24	8	2.5	—	370
7035/ 4X150D	250	2000	12	400	150	26.5	0.58	16	0.03	4.4	Fig. 75	C-P	1600	250	—	-118	200	23	5	3	—	230
												AB ₁ ⁴	2000	300	—	-50	100/500	0/36	106 ^a	0.2	8.1K	630
4C-X- 300A	300 ^a	2000	12	400	500	6	2.75	29.5	0.04	4.8	—	AB ₁ ⁴	2000	300	—	-50	100/470	0/36	100 ^a	0	8.76K	580
												C-T	2000	250	—	-90	250	25	27	2.8	—	410
175A	400	4000	25	600	—	5	14.5	15.1	0.06	9.8	Fig. 88	C-T	1500	250	—	-100	200	25	17	2.1	—	250
												AB ₁ ⁴	2000	350	—	-50	500 ^a	30 ^a	100 ^a	0	8.26K	650
4-400A	400 ^a	4000	35	600	110	5	14.5	12.5	0.12	4.7	5B6K	C-T-C-P	4000	600	0	-200	350	29	6	1.4	—	960
												AB ₁ ⁴	2500	600	0	-180	350	40	7	1.6	—	600
8122	400	2200	8	400	500	13.5	1.3	16	0.13	0.011	Fig. 86	AB ₁ ⁴	2500	750	—	-143	100/350	1/35	0	0	—	570
												C-T-C-P	2500	300	—	-170	270	22.5	10	0	—	720
5-500A	500	4000	35	600	30	10	10.2	19	0.10	12	—	GG	2500	0	—	0	80/270 ¹⁷	55 ¹⁷	100 ¹⁷	38 ¹⁷	4.0K	325
												C-T-O	2000	200	—	-30	300	5	30	5	—	300
8166/ 4-1000A	1000	6000	75	1000	—	7.5	21	27.2	24	7.6	—	C-T	3000	500	0	-220	432	65	35	12	—	805
												AB ₁ ⁴	3100	470	0	-310	260	50	15	6	—	580
4C X1000A	1000	3000	12	400	400	6	12.5	35	0.05	12	—	AB ₁ ⁴	3000	750	0	-112	320	26	—	—	—	612
												C-T	3000	500	—	-150	700	146	38	11	—	1430
8255/ 172	1000	3000	30	600	—	6	8.2	38	0.09	18	—	C-P	3000	500	—	-200	600	145	36	12	—	1390
												AB ₁ ⁴	4000	500	—	-60	300/1700	0/95	—	11	7K	3000
8255/ 172	1000	3000	30	600	—	6	8.2	38	0.09	18	—	GG	3000	0	—	0	100/200 ¹⁷	105 ¹⁷	170 ¹⁷	130 ¹⁷	2.5K	1425
												C-T	2000	325	—	-55	500/2000	-4/60	—	—	2.8K	2160
8255/ 172	1000	3000	30	600	—	6	8.2	38	0.09	18	—	AB ₁ ⁴	2500	325	—	-55	500/2000	-4/60	—	—	3.1K	2420
												C-T	3000	325	—	-55	500/1800	-4/60	—	—	3.85K	3340
8255/ 172	1000	3000	30	600	—	6	8.2	38	0.09	18	—	AB ₁ ⁴	2500	500	35	-175	850	42	10	1.9	—	1195
												C-T	2500	500	35	-200	840	42	10	2.1	—	1440
8255/ 172	1000	3000	30	600	—	6	8.2	38	0.09	18	—	AB ₁ ⁴	3000	500	35	-200	820	42	10	2.1	—	1376
												C-T	2000	500	35	-110	200/800	12/43	110 ^a	—	2.65K	1310
8255/ 172	1000	3000	30	600	—	6	8.2	38	0.09	18	—	AB ₁ ⁴	2500	500	35	-110	200/800	11/40	115 ^a	—	3.5K	1260
												C-T	3000	500	35	-115	270/500	11/39	115 ^a	—	4.6K	1590

¹ Resistor de rejilla. ² Doblador a 175 MHz.
³ Valvula dual. Valores para dos secciones en push-pull. Las capacitancias interelectrónicas se dan, en cambio, para una sección. ⁴ Triplicador a 175 MHz.
⁵ Filamento para operación intermitente.
⁶ Valores par dos valvulas.
⁷ Valor para máxima señal. ⁸ Volts de cresta de rejilla a rejilla.
⁹ No necesita refrigeración de aire forzado.
¹⁰ Dos valvulas conectadas como triodos. G, unida a G₁ con 20 KΩ. Entrada a G. ¹¹ Triplicador a 200 MHz.
¹² Funcionamiento típico a 175 MHz.
¹³ ± 1.5 volts.

¹⁴ ABBREVIATURAS PARA LA CLASE DE SERVICIO

AB₁ — clase AB₁
 AB₂ — clase AB₂
 B — modificador de AF en push-pull clase B
 C M — multiplicador de frecuencia
 C P — telefonía clase C modulada en placa
 C T — telegrafía clase C
 C T O — amplificador oscilador clase C
 G G — resaca a masa (cra y pant. conect. juntas)
¹⁵ No hay información disponible para clase B.
¹⁶ HK257B, 120 MHz para régimen pleno.
¹⁷ Tono simple.

UNION DE
RADIOAFICIONADOS
ESPAÑÓLES