

# Vademecum de Packmann apaisado

[www.geocities.ws/danielperez](http://www.geocities.ws/danielperez) [www.qsl.net/lw1ecp](http://www.qsl.net/lw1ecp) Ing. Daniel Pérez LW1ECP

fb: Daniel Ricardo Perez Alonso contacto: danyperetz1{arroba}yahoo.com.ar

Muchos diseñadores recordamos con nostalgia al Vademecum del ingeniero Emilio Packmann, editorial Arbó, una extensa recopilación de tablas, fórmulas y nomogramas de cuando no se decía "electrónica" sino "radio", y la regla de cálculo era el pan de todos los días.

Hace muchos años que se dejó de reimprimir y actualizar, el mío lo conseguí obviamente en un compraventa de libros usados, impreso en 1967.

Buena parte de su información ya no es de utilidad actualmente, como el cálculo de tracking antena - oscilador en un receptor de MW. Otra parte está reemplazada convenientemente por aplicaciones o Google, como el cálculo de solenoides o la tabla de logaritmos. Sin embargo, con que una única página me saque de un apuro ya se justifica el tenerlo a mano, como me pasó para calcular un doble sintonizado acoplado por aire para prever sus dimensiones.

No pude localizar una versión escaneada en web. Lo escaneé todo, incluso las páginas de dudosa utilidad, por respeto al trabajo original.

Se dispusieron los escaneos como para poder visualizar las páginas sin tener que rotar la cabeza o la pantalla en un monitor de PC.

En cada imagen y en su nombre de archivo .png se conservó el número de página original para poder localizarla con el índice.

Las imágenes están escaladas por el htm para un ancho máximo de 1200 pixeles, pero al guardar la página se las podrá acceder individualmente en la resolución original del scanner. O bien, usar la ruedita del mouse para ampliar.

Con el tiempo iré re-escaneando las páginas borrosas y torcidas. Favor de notificarme si no se entiende justo una que se necesite.

IMPORTANTE: esto era una publicación de hace más de 50 años. No hay intención de infringir derechos. Favor de notificarme si se viola copyright y retiraré el material.

## VADEMECUM DE RADIO Y ELECTRICIDAD

POR  
EMILIO N. PACKMANN  
Ingeniero Civil

TERCERA EDICION  
5ª impresión  
1967



ARBÓ S.A.C.e.I.  
AVDA. MARTIN GARCIA 653 BUENOS AIRES (33) ARGENTINA

### PREFACIO DE LA PRIMERA EDICIÓN

Este manual está destinado a resumir los datos numéricos necesarios para la resolución aproximada, en forma rápida y sencilla, de los problemas que se presentan en la práctica diaria de la radiotécnica general y de la electrotécnica relacionada con ella. No pretende ser completo ni científicamente riguroso, cosa imposible en una obra del género de la presente. No cubre tampoco en particular ninguna de las especialidades incluidas en las tendencias generales enunciadas más arriba, ya que para ello sería necesario, además de aumentar considerablemente su volumen, incluir explicaciones y aplicaciones con conocimientos generales más profundos. Sin embargo, contiene los elementos necesarios para abordar todos los problemas comunes de cálculo o proyecto de accesorios destinados a radio-recepción o transmisión; supuesta la posesión, por parte del que lo usa, de los conocimientos básicos necesarios. Es un manual de aplicación, no un libro de estudio. Todos los datos numéricos contenidos en la obra han sido tomados de las fuentes mencionadas en la bibliografía, cuya seriedad es evidente. Cuando distintas fuentes difieren en un valor, se han transcritos los valores extremos encontrados.

-3-

Se sabe así cuál es el grado de certidumbre de los datos publicados. Se ha incluido un formulario sencillo de circuitos, para ayuda de la memoria en los casos más elementales. La sección de ejemplos de aplicación aclara el uso de tablas y gráficos que pueden ofrecer dudas a las personas poco experimentadas en el uso de material de esta índole. En algunos de los gráficos, se ha limitado la representación de valores a casos particulares, por razones de simplicidad, pero estos casos particulares han sido elegidos de acuerdo con las necesidades de la práctica, de tal modo que aun dentro de su campo restringido de aplicación, sean de utilidad. La supresión intencional de todo comentario, a excepción de los absolutamente imprescindibles, ha permitido reunir en pocas páginas una documentación distribuida en numerosas publicaciones. Esperamos que el lector nos disculpe la excesiva concisión del texto, que se debe únicamente a ese motivo. Nuestra aspiración es que este "Vademécum" sea su compañero permanente de trabajo, y a ese fin se ha dirigido nuestro esfuerzo.

-4-

### PREFACIO DE LA SEGUNDA EDICIÓN

La favorable acogida de que ha sido objeto la primera edición de este "Vademécum" ha hecho que el autor se sintiera obligado a ampliar muy considerablemente su contenido, de acuerdo a las numerosas sugerencias recibidas, y siguiendo el mismo criterio que orientó la preparación de la edición anterior. Sin embargo, y a pesar de contar este "Vademécum" con material mucho más nutrido, es necesario confesar que deben aplicársele todas las salvedades contenidas en el primer prefacio. Continúa siendo un resumen de métodos de diseño de accesorios y elementos individuales para electricidad y radiotécnica. Algunas secciones, que por no encontrarse desarrolladas en los textos comunes, o por no haberse publicado en forma abreviada, motivaron mayor cantidad de sugerencias por parte de los lectores, han sido considerablemente ampliadas - y otras, que no figuraban anteriormente, han sido incorporadas al texto. Se han agregado numerosos gráficos para el ataque práctico de problemas especiales, o para verificación aproximada de cálculos propensos a adolecer de errores de orden de magnitud: por ejemplo, las figuras 4, 14, 15, 16, 28. Se ha incorporado una serie de secciones nuevas sobre cálculos de transformadores de alimentación y audiofrecuencia; líneas de transmisión, y antenas, así como numerosos gráficos de diseño y de representación de características reales. Los principales agregados, mencionados en particular, son los siguientes: propiedades varias de algunos metales: ampliación de la tabla de unidades prácticas; unidades M. K. S.; cálculo gráfico de la fórmula de Thompson; diseño gráfico de filtros de banda a transformador sintonizado; curvas uni-

-5-

versales de dos circuitos resonantes; datos experimentales de curvas de etapas de f. i. y de sintonía a permeabilidad; diseño de acopiadores tipo pi; elevación de temperatura por disipación de energía (gráfico); fórmulas para cálculo de atenuadores; cálculo de transformadores de alimentación monofásicos y

trifásicos; prediseños rápidos y tabla de diseños experimentales; montaje Scott; curvas de inducción a bajo nivel y de pérdidas de materiales magnéticos; diseño de bobinados con núcleo magnético, para inductancias o transformadores de audiofrecuencia, sin y con componente continua activa; ecualizadores de impedancia constante y cálculo de su respuesta; contenido armónico de arcos de senoide; líneas de transmisión (impedancia característica, atenuación, impedancia de entrada, para los tipos más usuales); antenas (campo irradiado, resistencia de irradiación, impedancia de entrada, y diagramas de irradiación para todos los tipos comunes; conjuntos de antenas, pares de antenas excitadas o con reflector parásito, antenas especiales; diseño de antenas delta y rómbicas; efecto de la reflexión en la ionosfera y en la tierra; cálculos de propagación, y cálculos de rumbos y distancias sobre el globo terrestre). Los gráficos o valores que se han tomado directamente de otras publicaciones, se han indicado con números entre paréntesis colocados a la derecha del texto; estos números se aplican a las referencias bibliográficas de la página 227. Los que se presentan en una forma nueva, o que son producto de trabajo personal, o que constituyen una combinación de datos de diferente origen, han quedado, en general, desprovistos de la referencia numérica. Las fórmulas y tablas de uso general no incluyen tampoco esa referencia, y tienen su origen en unas u otras de las publicaciones mencionadas. El autor desea manifestar su agradecimiento en general, a las personas que le han hecho llegar sugerencias acerca del libro; y en particular a los señores Pedro J. Noizeux y Adolfo Di Marco, por su valiosa cooperación en cuanto a crítica general y puntualización de errores en la primera edición.

-6-

## PREFACIO DE LA TERCERA EDICIÓN

Esta nueva edición del "Vademécum" se ha orientado en el mismo sentido de la precedente, incorporando nuevas fórmulas y gráficos que permiten una más amplia aplicación en la misma clase de problemas que han sido considerados en la primera y segunda ediciones. El autor ha intentado llenar algunas lagunas que existían en lo referente a datos para proyecto de circuitos, agregando los gráficos y fórmulas de las páginas 48 a 52, páginas 54, 66 y 100. Se han agregado tablas de utilidad general, tales como las de páginas 14, 15 y 29. Se han incluido métodos de cálculo simples y directos para los circuitos de sintonía de receptores superheterodinos y para circuitos de ensanche de banda, que se encontrarán en las págs. 129 a 135. Una sección nueva de "Circuitos de medición y de Aplicación especial" proporciona información concreta acerca de combinaciones de elementos cuya utilidad práctica ha sido ampliamente demostrada (páginas 153 a 163). Se ha agregado también información numérica sobre relays y esquemas funcionales de algunos circuitos universalmente utilizados (páginas 163 a 168). Finalmente, dada la importancia siempre creciente de las asignaciones de frecuencias para servicios radioeléctricos, se ha extractado la tabla principal aprobada en el convenio de Atlantic City 1947, que ocupa las págs. 202 a 206. El autor desea, una vez más, agradecer a los radiotécnicos, profesionales y estudiantes, el apoyo y el estímulo que ha recibido este "Vademécum" y confía en que las ampliaciones, introducidas contribuirán a afirmarlo en el lugar que ya ocupa en la mesa de trabajo.

-7-

11	Aisladores y dieléctricos
53	Acoplamiento entre bobinas coaxiales
71	Adaptadores a resistencias
14	Agujeros para tornillos
125	Amplificadores a resonancia
16-19	Alambres de cobre
20	Alambres de níquelina
20	Alambres de nichrome
33	Alfabeto griego
137-146	Amplificadores Clase A
140,143,147	Amplificadores Clase B
141-152	Amplificadores Clase C
179,18	Antenas L y T
183,192-195	Antenas rómbicas
187-191,196	Antenas de cortina
191	Antena 'delta'
221	Ángulos y arcos
152	Armónicas en arcos de senoide
70	Atenuadores
202	Atlantic City
202	Asignaciones de frecuencias
227	Bibliografía
46	Blindajes (efecto de)
44,45,127	Bobinas 'honey comb'
43,45,118	Bobinas solenoide
93	Bobinas con núcleo magnético, sin corriente continua
90,98	Bobinas con núcleo magnético, con corriente continua
129	Bobinas para receptores superheterodinos
50-1-2	Cálculo de Q de bobinas
134	Cálculo de ensanche de banda
153	Cálculo de óhmetros
65	Capacitancia de discos y esferas
49	Capacitancia distribuida bobinas
66	Capacitancia capacitores cilíndricos
151	Cátodos emisores
92	Circuitos magnéticos (cálculo)
74,92	Circuito magnético (longitud)
109-111	Circuitos resonantes
59	Circuitos resonantes (curvas universales)
106-109	Circuitos CR y LR
63,113	Circuito pi (diseño)
87	Circuitos rectificadores
31-32	Código de colores

33	Código Morse
40-41	Constantes de oscilación
103	Corrientes alternadas
12	Cuerpos conductores
24	Cuplas termoeléctricas
34	Decibelio
116	Dilatación de conductores
100	Dispersión
96,137	Distorsión
80	Electroimanes
101-161	Ecuilibradores
134	Ensanche de banda
30	Escalas termométricas
61	Etapas de frec. intermedia (datos experimentales)
56	Filtros de banda a transformador
59,112-113	Filtros simples
89	Filtros para rectificadores
202	Frecuencias según Atlantic City
199	Frecuencias ultraelevadas alcance óptico
222	Funciones trigonométricas
223	Funciones hiperbólicas
21	Fusibles
30	Grados centígrados, Fahrenheit, Reámur
78	Gráfico de $8\frac{3}{2}$
42	Gráficos para cálculos de resonancia
47	Inductancia de conductores paralelos
92-98	Inductancia de bobinas con núcleo magnético
48	Inductancia espiras circulares
100	Inductancia de dispersión
43	Inductancia de solenoides
44	Inductancia de 'honey-combs'
53	Inducción mutua
53	Id, Id bobinas coaxiales
198	Ionosfera-capas reflectoras
193-194	Ionosfera-reflexión en la
170, 171	Líneas de transmisión: impedancia, caract
172	Líneas de transmisión: atenuación y const. de fase
173	Líneas de transmisión: impedancia de entrada
218	Logaritmos decimales
201	Longitudes y latitudes
225-226	Longitudes, superficies, volúmenes
82	Materiales magnéticos: lista de características
82-83	Materiales magnéticos: curvas de magnetización
85	Materiales magnéticos: curvas de pérdidas
13	Metales (propiedades varias)
22	Motores eléct. instalación
143	Multiplicadores de frecuencia
115	Múltiplos y submúltiplos
53	Óhmetros
94	Permeabilidad incremental
143	Potencia de excitación
200	Propagación superficial
157	Puente de Maxwell
158	Puente T
107	Puente de Wheatstone
156	Puente de Wien
29	Pulgadas y mm
50	Q de bobinas
221-222	Radianes
207	Raíces cuadradas y cúbicas
69,151	Refrigeración
163	Relays (datos)
164	Relays (circuitos)
165	Relay de tiempo térmico
164	Relay electrónico
12, 116	Resistencia conductores
67	Resistencia en radiofrecuencia
105,107	Resistencias en serie y en paralelo
14	Roscas y agujeros

201	Rumbo geográfico-cálculo
62	Sintonía a permeabilidad (curva típica)
129	Sintonía de superheterodinos
202	Tabla de frecuencias
68	Temperaturas de alambre de nichrome
69	Temperaturas en función de la potencia
25	Tensiones de chispa en el aire
14	Tornillos
129	Tracking
73	Transformadores de alimentación, sección de núcleo
75	Transformadores de alimentación, dimensión de ventana
76	Transformadores de alimentación, espiras y secciones
77-78	Transformadores, datos de prediseño, peso de hierro
77	Transformadores, datos de prediseño, peso de cobre
81	Transformadores, diseños prácticos
93-125	Transformadores de audiofrecuencia
93, 96	Transformadores de audiofrecuencia, clase B
98	Transformadores de audiofrecuencia, con corriente continua
110-111	Transformadores (fórmulas generales)
110-111	Transformadores sintonizados
27, 28	Unidades eléctricas principales
26	Unidades prácticas varias

-8- a -10-

— 11 — **TABLA 1. — AISLADORES Y DIELECTRICOS** (5-16-18-19)

MATERIALES	Factor de potencia, a la frecuencia indicada *	Resistividad ohms - cm	Rigidez dieléctrica kV/cm (cresta)	Constante dieléctrica	Pérdidas dieléctricas $\mu\text{W}/\text{cm}^3$ , campo 1 kV/cm a frecuencia 1000 c/s	Tensión de ruptura (tracción o compresión): kg/mm <sup>2</sup>	Peso específico gr/cm <sup>3</sup>
Amianto.....	—	$16 \times 10^4$	24 a 40	—	—	—	—
Arcilla.....	—	$200 \times 10^6$	2 a 4	6 a 7	—	11 (compresión)	2,8 a 3
Mica.....	1 a $4 \cdot 10^{-4}$ (50 Mc)	$10^{12}$	600 a 3500	4,5 a 8,7	0,47 a 1,13	—	2,7 a 3
Micanita.....	—	$10^{12}$	200 a 400	2,3 a 2,5	—	—	—
Mármol.....	—	$10^8$ a $10^{10}$	4 a 14	—	—	3 a 6 (compres.)	2,7
Porcelana.....	$0,5$ a $2 \cdot 10^{-2}$ (50 Mc)	—	40 a 300	4,5 a 6,5	23,5	—	2,3 a 2,1
Cuarzo.....	2 a $5 \cdot 10^{-4}$ (120 Mc)	$1$ a $5 \times 10^{18}$	{ 400 (transp.) 150 a 200 (opaco)	3,5 a 4,1	{ 0,94 (transpar.) 2,36 (opaco)	1,5 a 7 (tracción)	2,1
Esteatita.....	4 a $20 \cdot 10^{-4}$ (50 Mc)	$10^{20}$	150	4 a 6,5	—	{ 5 a 7 (tracción) 90 (compresión)	2,7
Vidrios comunes...	0,1 a $1 \cdot 10^{-2}$	2 a $9 \times 10^{13}$	60 a 120	5 a 12	10 a 23	—	2,7
Pyrex.....	$0,3$ a $1 \cdot 10^{-2}$	$10^{14}$	140	4,5 a 5,4	—	—	2,5 a 4,1
Celulosa.....	$2,8$ a $4,2 \cdot 10^{-2}$	$10^8$ a $10^{10}$	500	3,9 a 7,5	—	—	—
Madera seca.....	2 a $6 \cdot 10^{-2}$	$10^9$	30 a 60	2,5 a 4,8	60 a 200	{ 13,4 (tracción) 3,2 (compres.)	—
Papel aceitado.....	—	—	300 a 600	3 a 5	—	{ 0,7 (tracción) 1,5 (compres.)	—
Ebonita.....	—	$10^{15}$	230 - 1100	2,5 a 3,2	17 a 23	2,5 a 3,8 (tracción)	—
Gomalaca.....	—	$9 \times 10^{17}$	60	2,7 a 3,7	—	—	—
Parafina.....	—	$10^{15}$ a $10^{19}$	120	1,9 a 2,3	0,85 a 3	—	—
Alsimag.....	$4 \cdot 10^{-4}$ (60 Mc)	—	—	4,4 - 5,0	—	—	—
Calan.....	$2,5 \cdot 10^{-4}$ (50 Mc)	—	—	—	—	—	—
Celuloide.....	5 a $10 \cdot 10^{-2}$ (1 Mc)	—	—	6,2	—	—	—
Condensa.....	$6 \cdot 10^{-4}$ (50 Mc)	—	—	—	—	—	—
Fibra.....	$3,7$ a $5 \cdot 10^{-2}$	—	—	5,0 a 7,6	—	—	—
Goma dura.....	0,6 a $1 \cdot 10^{-2}$	$10^{12}$ a $10^{15}$	10 a 36	3,0 a 5,0	—	—	1,1 a 1,1
Isolantite.....	$1,8 \cdot 10^{-3}$ (1,5 Mc)	—	—	6,1	—	—	—
Lucite.....	—	—	—	2,5 a 3	—	—	—
Micalex.....	$1,8 \cdot 10^{-3}$ (50 Mc)	$5 \times 10^{15}$	140	7,5	—	—	2,95
Bakelita fenólica...	3,8 a $7 \cdot 10^{-2}$	—	—	4,4 a 5,8	—	—	—
Polystyrene.....	5 a $7 \cdot 10^{-4}$ (120 Mc)	—	—	2,5	—	—	—
Aceites minerales..	$1 \cdot 10^{-3}$ a $25 \cdot 10^{-2}$	—	25 a 45 kV para 2,5 mm	2,2 a 4,5	—	—	0,9 a 1,1

\* En la mayor parte de los materiales aumenta rápidamente con la temperatura.

(los números ya estaban cortados)

MATERIALES	Peso Específico gr/cm <sup>3</sup>	Resistividad microhms. cm a 20° C.	Coefficiente de variación de la resistividad con la temperatura (por grado C)	Temperatura de fusión, grados C	Calor específico por kg, por °C, en calorías	Coefficiente de dilatación lineal, a 20° C
Cobre electrolítico.....	9,05	1,66 — 1,72	$4,1 \times 10^{-3}$	1080	0,093	—
Cobre industrial, recocido.....	8,90	1,83	$4 \times 10^{-3}$	1082	0,092	$16 \times 10^{-6}$
Aluminio refinado.....	2,58	2,80	$3,9 \text{ a } 4,1 \times 10^{-3}$	657	0,21	$23 \times 10^{-6}$
Duraluminio.....	2,80	4,6	$4 \times 10^{-3}$	—	—	$23 \times 10^{-6}$
Bismuto.....	10,05	120	$4,5 \times 10^{-3}$	269	0,03	$15 \times 10^{-6}$
Estaño.....	7,3	12	$4,3 \times 10^{-3}$	231	0,055	$27 \times 10^{-6}$
Fundición.....	—	80	$7,5 \times 10^{-3}$	1130-1220	0,146	—
Hierro.....	7,85	9,9 — 11	$5,5 \text{ a } 6,2 \times 10^{-3}$	1500	0,20	$11,5 \times 10^{-6}$
Mercurio.....	13,6	96	$0,89 \times 10^{-3}$	—39	0,033	—
Molibdeno.....	10,2	5,7	$3 \times 10^{-3}$	2620	0,07	$3,6 \text{ a } 5,5 \times 10^{-6}$
Níquel.....	8,7	7,9 — 11,2	$4,8 \text{ a } 6 \times 10^{-3}$	1450	0,06 a 0,11	$12,5 \times 10^{-6}$
Osmio.....	22,5	$\left\{ \begin{array}{l} 9,5 \\ 80 \text{ a } 2000^{\circ}\text{C} \end{array} \right.$	$4,2 \times 10^{-3}$	aprox. 2700	—	$5,7 \times 10^{-6}$
Plata.....	10,5	1,60	$4 \times 10^{-3}$	960	0,056	$18,7 \times 10^{-6}$
Platino.....	21,5	10 a 11,9	$3,1 \text{ a } 3,8 \times 10^{-3}$	1750 a 1755	0,032	$8,8 \times 10^{-6}$
Plomo.....	11,3	21 — 22	$4,2 \times 10^{-3}$	327	0,030	$29 \times 10^{-6}$
Selenio*.....	4,3 a 4,8	$6 \times 10^{10}$	Fotorresistivo - A la luz tiene 5 a 200 veces menor resistencia que en la obscuridad. $3 \times 10^{-3}$	217	—	—
Tántalo.....	16,6	$\left\{ \begin{array}{l} 15 \\ 85 \text{ a } 2000^{\circ}\text{C} \end{array} \right.$	$3 \times 10^{-3}$	2800 a 2850	0,036	$6,5 \times 10^{-6}$
Tungsteno.....	19,3	$\left\{ \begin{array}{l} 5,5 \\ 80 \text{ a } 2300^{\circ}\text{C} \end{array} \right.$	$3,9 \text{ a } 4,5 \times 10^{-3}$	2970 a 3370	0,034	$3,4 \text{ a } 4,4 \times 10^{-6}$
Zinc.....	7,1	5,8 — 6,2	$4 \times 10^{-3}$	418	0,068	$28 \times 10^{-6}$
Acero-cromo 0,13 Cr, 0,002 C.....	—	60	—	—	—	$7,5 \times 10^{-6}$
Acero-níquel 0,30 Ni, 0,001 C.....	—	82	—	—	—	$7,5 \times 10^{-6}$
Acero-silicio: 0,04 Si.....	—	62	—	—	—	—
Bronce-fosforoso: 0,002 Sn.....	8,9	2,15	$4 \times 10^{-3}$	—	—	$16,5 \times 10^{-6}$
Latón: 0,60 Cu; 0,40 Zn.....	—	8,7	$1 \times 10^{-3}$	—	—	—
Constantan: 0,60 Cu; 0,40 Ni.....	8,4	49	$\pm 0,1 \times 10^{-4}$	1240	0,10	$12 \times 10^{-6}$
Níquelina.....	—	33 a 45	$0,3 \times 10^{-3}$	—	—	—
Manganina.....	8,3	42 — 44	$\pm 0,1 \times 10^{-4}$	—	0,10	—
Nichrome.....	8,25	100 a 137	aprox. $0,2 \times 10^{-3}$	aprox. 1350	—	$17 \times 10^{-6}$
Kanthal.....	—	135	—	aprox. 1650	—	—
Grafito*.....	2,1 a 2,3	$\left\{ \begin{array}{l} 152 \text{ a } 1300^{\circ}\text{C} \\ 800 \text{ a } 1300 \end{array} \right.$	Variación de $\pm 15\%$ entre 20°C y 2000°C	Mayor que 3000° C	—	aprox. $3 \times 10^{-6}$

\* No es cuerpo metálico: se incluye en esta tabla por comodidad de referencia.

TABLA 2-bis METALES-PROPIEDADES VARIAS

MATERIAL	Tensión de ruptura Kg/mm <sup>2</sup>	Tensión límite de elasticidad Kg/mm <sup>2</sup>	Coefficiente de conductibilidad térmica cal. gr/grado, cm <sup>2</sup> , cm
Cobre electrolítico.....	—	6	0,92
Cobre industrial ..	22/28	15	0,84
Cobre endurecido ..	35/48	15-20	—
Aluminio .....	20/25	15	0,48-0,52
Duraluminio .....	45/55	—	—
Estaño .....	8	—	0,15
Hierro .....	66	20	0,16-0,20
Mercurio .....	—	—	0,02
Plata .....	16	0,5	0,96
Platino .....	36	—	0,17-0,19
Plomo .....	3	—	0,08
Tántalo .....	9,3	—	0,13
Tungsteno .....	—	—	0,48
Zinc .....	6	—	—
Constantan .....	22	—	0,054

Conductibilidad eléctrica del cobre: a 0°C =  $\gamma_0$   
A t grados C:  $\gamma = \gamma_0 (1 - 3,9 \cdot 10^{-3} \cdot t + 9 \cdot 10^{-6} \cdot t^2)$

Resistividad del hierro entre 0°C y 600°C  
 $\rho = \rho_0 (1 + 7,26 \cdot 10^{-3} \cdot t + 9,6 \cdot 10^{-6} \cdot t^2)$

Resistividad del aluminio:  
 $\rho = \rho_0 (1 + 4,2 \cdot 10^{-3} \cdot t + 3,9 \cdot 10^{-3} \cdot t^2)$

siendo en estos casos  $\rho_0$  la resistividad a 0°C.

Y TORNILLOS

ROSCA WHITWORTH

(29)

Calibre (pulgadas)	Diámetro exterior (mm)	Diámetro para roscar (mm)	Diámetro arandela (mm)	Filetes por pulgada
1/16	1,59	1,10	6	60
3/32	2,38	1,90	7	48
1/8	3,17	2,60	8	40
5/32	3,97	3,25	10	32
3/16	4,76	3,75	12	24
7/32	5,56	4,50	12,5	24
1/4	6,37	5,00	14	20
5/16	7,94	6,50	18	18
3/8	9,52	7,90	22	16
7/16	11,11	9,25	24	14
1/2	12,70	10,5	28	12
9/16	14,29	12,0	32	12
5/8	15,87	13,5	34	11
11/16	17,46	15,0	36	11
3/4	19,05	16,5	40	10
13/16	20,64	18,0	42	10
7/8	22,22	19,25	45	9
1	25,40	22,0	52	8

PASO AMERICANO NORMAL

(29)

Designación	Diámetro exterior (mm)	Diámetro para roscar (mm)
2-56	2,18	1,93
3-48	2,51	2,18
4-40	2,84	2,49
5-40	3,17	2,70
6-32	3,51	2,87
8-32	4,16	3,50
10-24	4,83	4,10
12-24	5,48	4,57

La segunda cifra de la designación indica la cantidad de filetes por pulgada.

Designación Diámetro exterior (mm) Diámetro para roscar (mm)

0-80	1,52	1,15
1-72	1,85	1,35
2-64	2,18	1,70
3-56	2,51	2,00
4-48	2,84	2,30
5-44	3,17	2,50
6-40	3,51	2,80
8-36	4,16	3,30
10-32	4,83	4,00
12-28	5,48	4,40
1/4-28	6,35	5,10
5/16-24	7,94	6,50
3/8-24	9,52	7,90
7/16-20	11,11	9,25
1/2-20	12,70	10,50

La segunda cifra de la designación indica la cantidad de filetes por pulgada.

ROSCA METRICA

(29)

Diámetro externo (mm) Paso (mm) Diámetro para roscar (mm)

1	0,25	0,75
1,2	0,25	0,95
1,4	0,30	1,1
1,7	0,35	1,3
2	0,40	1,5
2,3	0,40	1,8
2,6	0,45	2,1
3	0,50	2,4
3,5	0,60	2,8
4	0,70	3,2
5	0,80	4,1
6	1	4,8
8	1,25	6,5
10	1,50	8,2
12	1,75	9,9

— 16 — TABLA 4. — ALAMBRES DE COBRE

(1-5-13-27)

Calibre americano B. y S.	Calibre inglés S. W. G. (aproxim.)	Diámetro mm.	CORRIENTE MÁXIMA ADMISIBLE CON AISLACIÓN DE:			ESPIRAS POR CENTÍMETRO (MÁX.) CON AISLACIÓN DE:		
			Goma	Tela	Varias	Esmalte	doble capa seda	doble capa algodón
0000	000000	11,7	225	270	325	—	—	0,84
000		10,4	175	210	275	—	—	0,92
	0000							
00	000	9,3	150	180	225	—	—	1,03
0	00	8,3	125	150	200	—	—	1,18
1	1	7,3	100	120	150	—	—	1,28
2	2	6,5	90	110	125	—	—	1,43
3	3	5,8	80	95	100	—	—	1,59
4	4	5,2	70	85	90	—	—	1,78
5	5							
6	6							
7	7	4,6	55	65	80	—	—	1,97
8	8	4,1	50	60	70	—	—	2,21
9	9	3,7	38	—	54	—	—	2,46
10	10	3,25	35	40	50	3	—	2,77
11	11	2,90	28	—	38	3,4	—	3,1
12	12	2,59	25	30	30	3,8	—	3,5
13	13	2,31	20	—	27	4,2	—	3,86
14	14	2,05	20	25	25	4,7	—	4,3
15	15	1,86	17	—	—	5,3	—	4,8
16	16	1,63	15	18	20	5,9	—	5,3
17	17	1,45	—	—	—	6,6	—	5,9

**TABLA 4. — ALAMBRES DE COBRE**

(Conclusión)

Calibre americano B. y S.	Calibre inglés S. W. G. (aproxim.)	Diámetro mm.	CORRIENTE MÁXIMA ADMISIBLE CON AISLACIÓN DE:			ÉSPIRAS POR CENTIMETRO (MÁX.) CON AISLACIÓN DE:		
			Goma	Tela	Varias	Esmalte	doble capa seda	doble capa algodón
			(Amperes)					
16	18	1,29	6	—	10	7,4	7,2	6,6
17	—	1,15	—	—	—	8,3	8	7,3
18	19	1,02	3	—	1,6	9,4	8,9	8,0
19	20	0,91	—	—	1,3	10,4	9,9	8,8
20	21	0,81	—	—	1,0	11,7	11	9,6
21	22	0,72	—	—	0,8	12,9	12,2	10,5
22	23	0,64	—	—	0,65	14,6	13,5	11,6
23	24	0,57	—	—	0,50	15,9	14,8	12,8
24	25	0,51	—	—	0,40	18,3	16,5	14,0
25	26	0,45	—	—	0,31	20	18	15,2
26	27	0,40	—	—	0,25	23	20	16,5
27	28	0,36	—	—	0,20	26	22	17,7
28	30	0,32	—	—	0,16	29	24	19,0
29	31	0,29	—	—	0,13	32	26	20,4
30	33	0,25	—	—	0,10	36	28,5	21,8
31	34	0,226	—	—	0,08	40	30,5	23,2
32	36	0,20	—	—	0,06	45	33	24,6
33	37	0,18	—	—	0,05	50	36	26
34	38	0,16	—	—	0,04	57	39	27,4
35	39	0,14	—	—	0,03	64	42	28,8
36	40	0,127	—	—	—	71	45	30,3
37	—	0,113	—	—	—	80	48	31,7
38	—	0,101	—	—	0,015	89	51	33,1

Para arrollamientos varios

Diámetro mm.	Sección mm <sup>2</sup>	Peso gramos/km	Resistencia ohms/m	Longitud metros/kg	Diámetro mm.	Sección mm <sup>2</sup>	Peso kg/km	Resistencia ohms/km	Longitud metros/kg
0,05	0,00196	17,5	8,91	57140	1,20	1,131	10,080	15,47	99,21
0,06	0,00283	25,2	6,19	39680	1,25	1,227	10,937	14,26	91,43
0,07	0,00385	34,3	4,55	29150	1,30	1,327	11,830	13,18	84,53
0,08	0,00503	44,8	3,48	22320	1,35	1,431	12,757	12,23	78,39
0,09	0,00636	56,7	2,75	17657	1,40	1,539	13,720	11,37	72,89
0,10	0,00785	70,0	2,23	14286	1,50	1,767	15,750	9,903	63,49
0,12	0,0113	101	1,55	9921	1,60	2,011	17,92	8,704	55,80
0,14	0,0154	137	1,137	7289	1,70	2,270	20,23	7,710	49,43
0,15	0,0177	157	0,990	6349	1,80	2,545	22,68	6,877	44,09
0,16	0,0201	179	0,870	5580	1,90	2,835	25,27	6,172	39,57
0,18	0,0254	227	0,688	4409	2,00	3,142	28,00	5,570	35,71
0,20	0,0314	280	0,557	3571	2,1	3,464	30,87	5,053	32,39
0,22	0,0380	339	0,460	2952	2,2	3,801	33,88	4,604	29,52
0,25	0,0491	437	0,356	2286	2,3	4,155	37,03	4,212	27,01
0,28	0,0616	549	0,284	1822	2,4	4,524	40,32	3,868	24,80
0,30	0,0707	630	0,248	1587	2,5	4,909	43,75	3,565	22,86
0,32	0,0804	717	0,218	1395	2,6	5,309	47,32	3,296	21,13
0,35	0,0962	857	0,182	1166	2,7	5,726	51,03	3,056	19,60
0,38	0,1134	1011	0,154	989,3	2,8	6,158	54,88	2,842	18,22
0,40	0,1257	1120	0,139	892,9	2,9	6,605	58,87	2,649	16,99
0,42	0,1385	1235	0,126	809,9	3,0	7,069	63,00	2,476	15,87
0,45	0,1590	1417	0,110	705,5	3,1	7,548	67,27	2,319	14,86
0,48	0,1810	1613	0,0967	620,0	3,2	8,042	71,68	2,176	13,95
0,50	0,1963	1750	0,0891	571,4	3,3	8,553	76,23	2,046	13,12
0,52	0,2124	1893	0,0824	528,3	3,4	9,079	80,92	1,927	12,36
0,55	0,2376	2118	0,0737	472,3	3,5	9,621	85,75	1,819	11,66
0,58	0,2642	2355	0,0662	424,7	3,6	10,179	90,72	1,719	11,02
0,60	0,2827	2520	0,0619	396,8	3,7	10,752	95,83	1,628	10,43
0,62	0,3019	2691	0,0580	371,6	3,8	11,341	101,08	1,543	9,893
0,65	0,3318	2957	0,0527	338,1	3,9	11,946	106,47	1,465	9,392
0,68	0,3632	3237	0,0482	308,9	4,0	12,566	112,00	1,393	8,929
0,70	0,3848	3430	0,0455	291,5	4,2	13,854	123,48	1,263	8,099
0,75	0,4418	3937	0,0396	254,0	4,4	15,205	135,52	1,151	7,379
0,80	0,5027	4480	0,0348	223,2	4,5	15,904	141,75	1,100	7,055
0,85	0,5675	5057	0,0308	197,7	4,6	16,619	148,12	1,053	6,751
0,90	0,6362	5670	0,0275	176,3	4,8	18,096	161,28	0,967	6,200
0,95	0,7088	6317	0,0247	158,4	5,0	19,635	175,00	0,891	5,714
1,00	0,7854	7000	0,0223	142,9	5,5	23,758	211,45	0,737	4,723
1,05	0,8659	7717	0,0202	129,6	5,8	26,421	235,14	0,662	4,247
1,10	0,9503	8470	0,0184	118,1	6,0	28,274	251,64	0,619	3,968
1,15	1,0387	9257	0,0168	108,0	6,5	33,183	295,33	0,527	3,381

Para densidades de corriente y espacio ocupado en arrollamientos uniformes, ver p16-17

**ALAMBRES DE NIQUELINA**

**ALAMBRES DE NICHROME**

Diámetro mm	Resistencia ohms por metro	Diámetro mm	Resistencia ohms por metro
0,05	250	0,03	1.528
0,08	98	0,05	552
0,10	62	0,08	206
0,12	43	0,10	138
0,15	28	0,15	62
0,20	15,6	0,20	34
0,22	12,9	0,25	22
0,25	10,0	0,30	15,3
0,30	6,9	0,35	11,3
0,35	5,1	0,40	8,63
0,40	3,9	0,45	6,85
0,50	2,5	0,50	5,52
0,60	1,73	0,55	4,55
0,70	1,27	0,60	3,84
0,80	0,98	0,65	3,27
0,90	0,77	0,70	2,82
1,00	0,62	0,80	2,16
1,20	0,43	0,90	1,70
1,50	0,28	1,00	1,38
1,80	0,19	1,15	1,05
2,00	0,16	1,30	0,82
2,30	0,12	1,50	0,62
2,50	0,10	1,80	0,42
2,80	0,079	2,00	0,34
3,00	0,069	2,50	0,22

ALEACION (en partes)				Temperatura de fusión: grados C
Bismuto	Plomo	Estaño	Cadmio	
15	8	4	3	65
2	1	1	—	98
8	12	8	—	132
50	—	50	—	160
8	22	24	—	164
33	—	67	—	166
20	—	80	—	200

**CARACTERISTICAS DE FUSIBLES (5-16)**

Para fusibles de cortocircuito, de longitud relativamente pequeña (pocos centímetros) la corriente que provoca la fusión depende en forma pronunciada de esa longitud.

El tiempo de fusión depende también de ese factor. Las curvas de la figura 1 se refieren a fusibles cortos, que funden antes de un minuto.

La corriente de trabajo se toma en 0,80 de la nominal de fusión para grandes intensidades, o en 0,40 de la misma para pequeñas intensidades.

Los alambres de cobre rojo suelen fundir rápidamente con una sobrecarga de 10 a 15 % respecto de la corriente indicada en la figura 1.

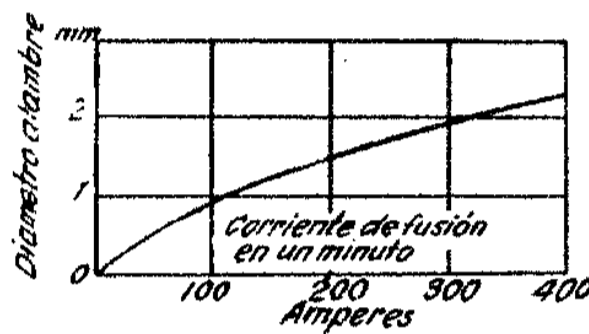


Fig. 1 Alambres de cobre rojo

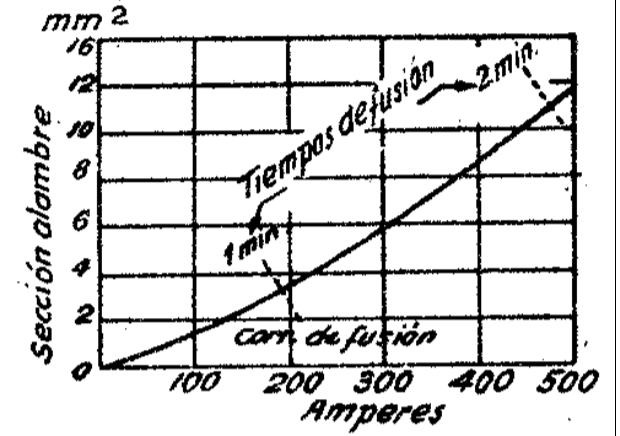


Fig. 2 Alambres de aluminio

La figura 2 se refiere a fusibles de longitud de unos 25 centímetros o mayor; da intensidades un poco inferiores a las reales, al aplicar el cálculo a fusibles cortos.

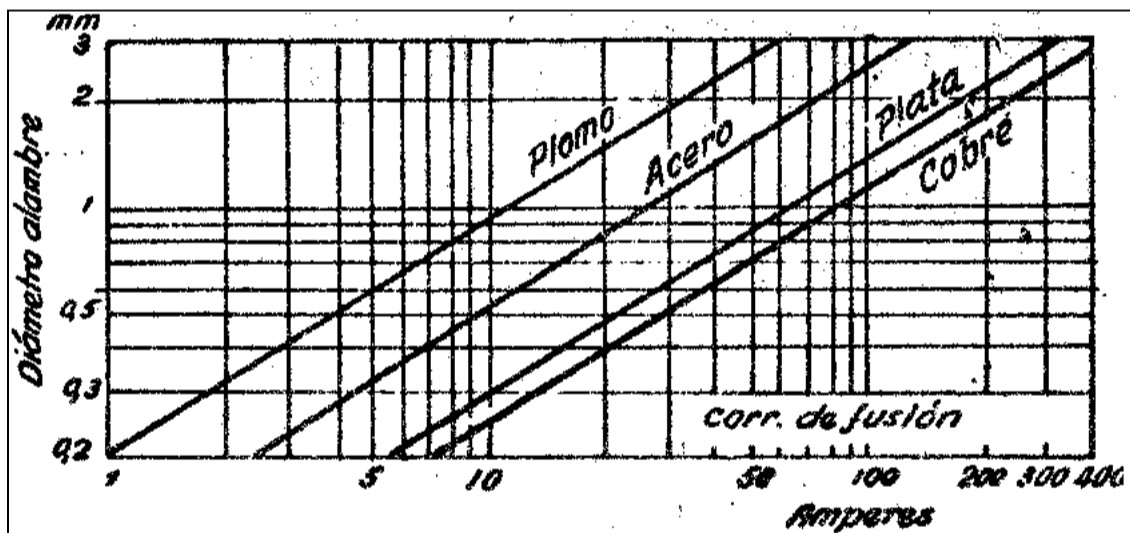


Fig. 3 Fusibles largos: fusión instantánea

TABLA 7

**INSTALACION DE MOTORES ELECTRICOS**  
CORRIENTE CONTINUA, 220 V

Potencia motor kilowatts	Corriente normal amperes	Sección de conductor mm²	Fusibles requeridos (diázed)	
			Motores en derivación	
			Con resistencia protectora para arranque (0,15 E/I)	Con arrancador
1/8	0,8	1	5 amperes	2 amperes
1/5	1,4	1,5	10 "	4 "
1/3	2,2	1,5	10 "	6 "
1/2	3,2	1,5	10 "	6 "
4/5	5	1,5	15 "	10 "
1,1	6,7	2,5	20 "	10 "
1,5	8,9	4	25 "	15 "
2,2	12,7	4	35 "	20 "
3	17	6	50 "	25 "
4	22,5	10	60 "	35 "
5,5	30,5	16	80 "	50 "
7,5	41	16	100 "	60 "
11	60	25	125 "	80 "
15	81	35	160 "	100 "
22	119	70	200 "	160 "
30	157	95	250 "	220 "
40	205	120	350 "	225 "

La tabla da los conductores y régimen de fusibles necesarios para la instalación de motores de las potencias especificadas.

# TABLA 7. — INSTALACION DE MOTORES ELECTRICOS

## CORRIENTE ALTERNADA TRIFASICA

Potencia motor, kW	Corriente por fase amperes		Sección de conductor mm <sup>2</sup>		FUSIBLES REQUERIDOS (diazed) (Corriente nominal en amperes)			
					Arranque directo: rotor en cortocircuito		Con arrancador Y-Δ o a resistencias progresivas	
					220 × 3	380 × 3	220 × 3	380 × 3
1/8	0,7	0,4	1	1	4	2	—	—
1/5	1	0,6	1	1	4	2	—	—
1/3	1,5	0,85	1	1	4	2	—	—
1/2	2,3	1,3	1	1	10	4	6	4
4/5	3,4	2,0	1	1	10	6	10	6
1,1	4,3	2,5	1,5	1	15	10	10	6
1,5	5,7	3,3	1,5	1	20	10	10	6
2,2	8,1	4,7	2,5	1,5	25	15	15	10
3	11	6,2	4	1,5	35	20	15	15
4	14,5	8,3	6	2,5	50	25	25	15
5,5	19	11	10	4	50	35	25	20
7,5	26	15	16	4	60	50	35	25
11	38	22	16	10	100	60	50	25
15	52	30	16	10	160	80	60	35
22	75	43	25	16	160	80	80	50
30	100	58	50	25	160	100	100	60
40	135	77	70	35	200	125	150	80
50	170	95	95	50	200	160	200	100
100	320	185	240	95	—	225	350	200

## TABLA 8. — CUPLAS TERMoeLECTRICAS

Las temperaturas indicadas suponen la soldadura fría a 0° C. Los milivolts son las fuerzas electromotrices generadas. La corriente producida depende de la resistencia de la termocupla y de la del instrumento que se conecta a ella.

COBRE-CONSTANTAN		HIERRO-CONSTANTAN		PLATINO-PLATINO IRIDIO		PLATINO-PLATINO RODIO (10 %)	
milivolts	Grados C	milivolts	Grados C	milivolts	Grados C	milivolts	Grados C
1	25	5	105	3,44	359	0,6	100
3	72	10	204	7,97	703	1,4	200
5	115	20	392	10,44	895	2,25	300
7	156	30	574	12,91	1.054	3,17	400
9	194	40	749	—	—	4,13	500
12	250	50	924	—	—	6,17	700
16	319	55	1.011	—	—	8,34	900
18	353	—	—	—	—	10,62	1.100
—	—	—	—	—	—	13,—	1.300
—	—	—	—	—	—	15,3	1.500

# TABLA 9. — TENSIONES DISRUPTIVAS

## EN EL AIRE, A TEMPERATURA 25°C(5)

ELECTRODOS PLANOS	
Distancia mm.	Tensión disruptiva kV (cresta)
0,3	1,8 a 1,9
1	4,5 a 4,8
3	11,4 a 12
10	25 a 32
30	84 a 90
100	260 a 300

### ELECTRODOS PUNTIFORMES

11,9	14
25,4	28
33	35
51	49
75	63
118	85
180	113

### ELECTRODOS ESFÉRICOS AISLADOS DE TIERRA

Tensión cresta kV	Esferas de $\Phi$ 62,5 mm.	Esferas de $\Phi$ 125 mm.	Esferas de $\Phi$ 500 mm.
	Distancia mm.	Distancia mm.	Distancia mm.
14	4,2	—	—
28	8,6	—	—
42	14,1	14,1	—
56	19,2	19,1	—
71	25	24,4	—
84	32	30	—
112	49	42	41
141	—	55	51
198	—	88	73
255	—	138	95
425	—	—	171
565	—	—	257

-25-

## TABLA 10 UNIDADES PRACTICAS (5-16-18)

1 acre	= 4046,71 m <sup>2</sup>
1 ampere hora	= 3600 coulombs
1 ampere espira	= 1,256 gilbert
1 angstrom	= 10 <sup>-7</sup> mm
1 año sideral	= 3,156.10 <sup>7</sup> seg
1 año solar medio	= 3,156.10 <sup>7</sup> seg
1 atmósfera	= 76 cm de mercurio
1 atmósfera	= 1,0333 kg/cm <sup>2</sup>
1 atmósfera	= 1,0136 megabarias
1 baría	= 1 dina/cm <sup>2</sup>
1 bushel	= 8 galones
1 bushel	= 36,348 litros
1 caloría	= 425 kgm
1 caloría	= 4170 joules
1 caloría	= 1,158 watt-hora
1 caloría/seg	= 4170 watts
1 cm de mercurio	= 0,0136 kg/cm <sup>2</sup>
1 día	= 86400 segundos
1 día solar medio	= 86400 seg
1 día sidéreo	= 86160 seg
1 dina (latitud 45°)	= 1,01976 miligramo
1 erg	= 0,00102 gramo, cm
1 erg por segundo	= 10 <sup>-7</sup> watt
1 galón	= 4,5453 litros
1 gauss	= 1 gilbert/cm
1 gilbert	= 0,8 ampere espira
1 gramo	= 981 dinas
1 hora	= 3600 segundos
1 hora sidérea	= 3590 seg
1 HP	= 75 kgm/seg = 736 watts
1 HP hora	= 736 watt hora
1 HP hora	= 270.000 kgm
1 HP hora	= 635,3 calorías
1 joule	= 10 <sup>7</sup> ergs
1 kilográmetro	= 9,81 . 10 <sup>7</sup> ergs
1 km/hora	= 27,8 cm/seg
1 km/minuto	= 16,67 m/seg
1 kilowatt	= 3413 BTU/hora
1 kilowatt hora	= 366848 kgm
1 libra	= 453,592 gramos
1 libra (troy)	= 373,2 gramos
1 libra por pie cúbico	= 16,02 kg/m <sup>3</sup>
1 lux	= 1 bujía decimal a 1 m
1 micron	= 0,001 mm
1 maxwell	= 1 gauss × 1 cm <sup>2</sup>
1 milésima	= 0,001 pulgada
1 milésima circular	= 0,0005067 mm <sup>2</sup>
1 milla marina	= 1852,28 m
1 milla terrestre	= 1609,315 m
1 newton	= 1 joule/metro
1 newton	= 0,104 kg

1 neper	= 8,686 dB
1 onza	= 28,35 gramos
1 onza (troy)	= 31,10 gramos
1 pie	= 30,4795 cm
1 pie cúbico	= 0,02832 m <sup>3</sup>
1 pie por minuto	= 5,08 mm/seg
1 pulgada	= 2,5399 cm
1 quintal	= 100 kg
1 radian	= 57° 14' 44"
1 vuelta por minuto	= 0,1047 radian/seg
1 watt	= 1 joule/seg
1 watt hora	= 3600 joules
1 yarda	= 91,4334 cm

## TABLA 11 UNIDADES ELECTRICAS (2-5-6-27)

UNIDADES BASE: 1 ohm (columna de mercurio de 1063 mm de longitud y 1 mm<sup>2</sup> de sección, a 0° C)  
 1 ampere (intensidad que deposita 1,118 miligramos de plata en el voltámetro, en un segundo).  
 1 coulomb = 1 ampere × 1 segundo  
 1 volt = 1 ampere × 1 ohm  
 1 watt = 1 ampere × 1 volt  
 1 joule = 1 watt × 1 segundo  
 1 farad = 1 coulomb/1 volt  
 1 henry = 1 volt × 1 segundo/1 ampere

MAGNITUD FÍSICA	Unid. electromag. c.g.s.*	Una unidad electromag. c.g.s. vale:	Una unidad electrostática c.g.s. vale:
	Unid. electrostat. c.g.s.		
Carga eléctrica...	1/c	10 coulomb	1 coulomb/3.10 <sup>9</sup>
Intensidad de campo magnético...	→	1gilbert/cm	
Intensidad de inducción magnét.	1/c	1 gauss	1 gauss/3.10 <sup>10</sup>
Potencial eléctrico.	c	10 <sup>-9</sup> volt	300 volts
Flujo magnético...	c	1 maxwell	3×10 <sup>10</sup> maxwells
Corriente.....	1/c	10 amperes	1 ampere/3.10 <sup>9</sup>
Resistencia.....	c <sup>2</sup>	1 ohm/10 <sup>9</sup>	9×10 <sup>11</sup> ohms
Capacidad.....	1/c <sup>2</sup>	1 farad/10 <sup>9</sup>	1 farad/9.10 <sup>11</sup>
Autoinducción....	c <sup>2</sup>	1 henry/10 <sup>9</sup>	9×10 <sup>11</sup> henrys
Potencia.....	1	1 watt/10 <sup>7</sup>	1 watt/10 <sup>7</sup>

\* C = 3 × 10<sup>10</sup> cm/seg, representa la velocidad de las ondas electromagnéticas en el vacío.

-26- -27-

1 statcoulomb (electrost.)	=	3,333.10 <sup>-10</sup> coulomb
1 abcoulomb (elect.omag.)	=	10 coulombs
1 statampere	=	3.333.10 <sup>-10</sup> ampares
1 abampere	=	10 amperes
1 statvolt	=	3.10 <sup>2</sup> volts
1 abvolt	=	10 <sup>-8</sup> volt
1 statohm	=	9.10 <sup>11</sup> ohm
1 abohm	=	10 <sup>-9</sup> ohm
1 statfarad	=	1 111.10 <sup>-12</sup> farad
1 abfarad	=	10 <sup>9</sup> farads
1 stathenry	=	9.10 <sup>11</sup> henrys
1 abhenry	=	10 <sup>-9</sup> henry
1 weber por m <sup>2</sup>	=	10 <sup>4</sup> gauss
1 weber (pramaxwell)	=	10 <sup>8</sup> maxwells
1 oersted (gilbert/cm)	=	80 amp. espiras/metro
1 gauss/1 oersted	=	1,256.10 <sup>-6</sup> henry/metro
1 siemens (mho)	=	1/1 ohm
Permeabilidad del vacío $\mu_0$	=	4 $\pi$ $\times$ 10 <sup>-7</sup> MKS
Constante dielect. del vacío $\epsilon_0$	=	8,838 $\times$ 10 <sup>-19</sup> MKS

Carga del electrón 1,590  $\times$  10<sup>-19</sup> coulomb

Masa del electrón 9,038  $\times$  10<sup>-28</sup> gramo

Masa del protón 1,6608  $\times$  10<sup>-24</sup> gramo

CONVERSION DE PULGADAS A MILIMETROS

Fracción de pulgada	Forma decimal (pulgadas)	Milímetros
1/64	0,0156	0,39
1/32	0,0313	0,79
1/16	0,0625	1,59
3/32	0,0938	2,38
1/8	0,125	3,17
9/64	0,140	3,57
5/32	0,156	3,97
11/64	0,172	4,37
3/16	0,187	4,76
13/64	0,203	5,16
7/32	0,219	5,56
15/64	0,234	5,95
1/4	0,250	6,35
17/64	0,265	6,75
9/32	0,281	7,14
19/64	0,297	7,54
5/16	0,312	7,94
21/64	0,328	8,33
11/32	0,344	8,73
23/64	0,359	9,13
3/8	0,375	9,52
13/32	0,406	10,32
7/16	0,437	11,11
15/32	0,469	11,91
1/2	0,500	12,70

La parte de esta tabla comprendida entre 1/8 y 3/8 contiene todas las fracciones intermedias normales, progresando de 1/64 en cada paso. Las otras dos partes progresan en pasos de 1/32, lo que da las cifras más comunes en los usos prácticos.

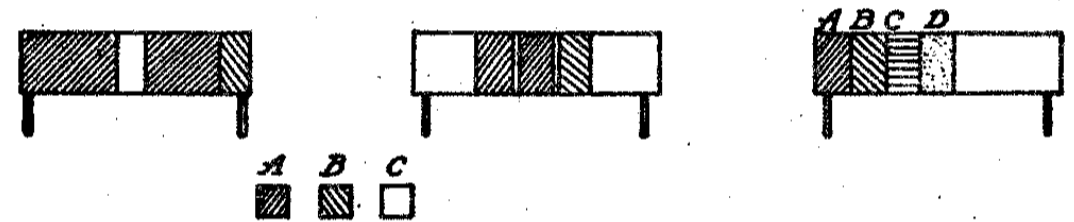
TABLA 13 ESCALAS TERMOMETRICAS (18)

$$\begin{cases} t \text{ centígr.} = 1,25 t \text{ Reaumur} \\ t \text{ centígr.} = \frac{5}{9} (t_{\text{FAHR}} - 32) \end{cases}$$

Grados C	Grados Fahrenheit	Grados C	Grados Fahrenheit
-17,78	0	10,56	51
-17,22	1	11,11	52
-16,67	2	11,67	53
-16,11	3	12,22	54
-15,56	4	12,78	55
-15,00	5	13,33	56
-14,44	6	13,89	57
-13,89	7	14,44	58
-13,33	8	15,00	59
-12,78	9	15,56	60
-12,22	10	16,11	61
-11,67	11	16,67	62
-11,11	12	17,22	63
-10,56	13	17,78	64
-10,00	14	18,33	65
-9,44	15	18,89	66
-8,89	16	19,44	67
-8,33	17	20,00	68
-7,78	18	20,56	69
-7,22	19	21,11	70
-6,67	20	21,67	71
-6,11	21	22,22	72
-5,56	22	22,78	73
-5,00	23	23,33	74
-4,44	24	23,89	75
-3,89	25	24,44	76
-3,33	26	25,00	77
-2,78	27	25,56	78
-2,22	28	26,11	79
-1,67	29	26,67	80
-1,11	30	27,22	81
-0,56	31	27,78	82
0,00	32	28,33	83
+ 0,56	33	28,89	84
1,11	34	29,44	85
1,67	35	30,00	86
2,22	36	30,56	87
2,78	37	31,11	88
3,33	38	31,67	89
3,89	39	32,22	90
4,44	40	32,78	91
5,00	41	33,33	92
5,56	42	33,89	93
6,11	43	34,44	94
6,67	44	35,00	95
7,22	45	35,56	96
7,78	46	36,11	97
8,33	47	36,67	98
8,89	48	37,22	99
9,44	49	37,78	100
10,00	50	38,33	101

CODIGO DE COLORES DE LA R. M. A. PARA RESISTENCIAS (1)

Cuerpo o primera faja — 1ª cifra.  
 Extremo o segunda faja — 2ª cifra.  
 Punto o tercera faja — Número de *ceros* que siguen a la 2ª cifra.



La cuarta banda (cuando existe) indica la tolerancia del valor marcado.

Color	Cifra o número de ceros	Tolerancia
Negro	0	—
Marrón	1	—
Rojo	2	—
Naranja	3	—
Amarillo	4	—
Verde	5	—
Azul	6	—
Violeta	7	—
Gris	8	—
Blanco	9	—
Dorado	—	± 5 %
Plateado	—	± 10 %
Sin color	—	± 20 %

# CODIGO DE COLORES PARA CONDENSADORES DE MICA

La unidad adoptada para expresar las cifras es el  $\mu\mu F$  (pF)



	Cifra A (Primer punto)	Cifra B (Segundo punto)	Cifra C (Tercer punto)
Negro	0	0	-
Marrón	1	1	0
Rojo	2	2	00
Naranja	3	3	000
Amarillo	4	4	0.000
Verde	5	5	00.000
Azul	6	6	000.000
Violeta	7	7	0.000.000
Gris	8	8	00.000.000
Blanco	9	9	000.000.000

Ejemplo: A = amarillo

B = negro

C = rojo

La capacidad es de 4000  $\mu\mu F$  - 32 -

# CODIGO MORSE (1)

A	.-	I	..	Q	---.-	Y	-.--
B	....	J	.-.-.-	R	.-.	Z	---..
C	---..	K	-.--	S	... 1	6	-----
D	-..	L	.-..	T	- 2	7	-----
E	.	M	--	U	..- 3	8	-----
F	..-.	N	-. .	V	...- 4	9	-----
G	---.	O	---	W	.-.- 5	0	-----
H	....	P	.-.-.	X	-.-.-		

Período	(.)	Entendido	.....
Coma	(,)	Error	.....
Dos puntos	(:)	Fin	-----
Interrogación	(?)	Principio	---
Guión	(-)	Espera	.....
Barra	(/)	Fin de trabajo	-----
Paréntesis	( )	Principio de trabajo	-----

# ALFABETO GRIEGO (1)

Alfa	A	$\alpha$	Nu	N	$\nu$
Beta	B	$\beta$	Xi	$\Xi$	$\xi$
Gamma	$\Gamma$	$\gamma$	Omicron	O	$\omicron$
Delta	$\Delta$	$\delta$	Pi	$\Pi$	$\pi$
Epsilon	$\epsilon$	$\epsilon$	Rho	$\rho$	$\rho$
Zeta	Z	$\zeta$	Sigma	$\Sigma$	$\sigma$
Eta	H	$\eta$	Tau	T	$\tau$
Theta	$\Theta$	$\theta$	Upsilon	$\Upsilon$	$\upsilon$
Iota	I	$\iota$	Phi	$\Phi$	$\phi$
Kappa	K	$\kappa$	Chi	X	$\chi$
Lambda	$\Lambda$	$\lambda$	Psi	$\Psi$	$\psi$
Mu	M	$\mu$	Omega	$\Omega$	$\omega$

- 33 -

TABLA 14 (4)  
CONVERSION DE TENSIONES Y POTENCIAS A DECIBELS\*

Tensiones $E_1/E_2$	(Sobre iguales resistencias) dB	Potencias $P_1/P_2$
1.0	0.000	1.00
1.1	0.828	1.21
1.2	1.584	1.44
1.3	2.279	1.69
1.4	2.923	1.96
1.5	3.522	2.25
1.6	4.082	2.56
1.7	4.609	2.89
1.8	5.105	3.24
1.9	5.575	3.61
2.0	6.021	4.00
2.1	6.444	4.41
2.2	6.848	4.84
2.3	7.235	5.29
2.4	7.604	5.76
2.5	7.959	6.25
2.6	8.299	6.76
2.7	8.627	7.29
2.8	8.943	7.84
2.9	9.248	8.41
3.0	9.542	9.00
3.1	9.827	9.61
3.2	10.103	10.24
3.3	10.370	10.89
3.4	10.630	11.56
3.5	10.881	12.25
3.6	11.126	12.96
3.7	11.364	13.69
3.8	11.596	14.44
3.9	11.821	15.21
4.0	12.041	16.00
4.1	12.256	16.81
4.2	12.465	17.64
4.3	12.669	18.49
4.4	12.869	19.36
4.5	13.064	20.25
4.6	13.255	21.16
4.7	13.442	22.09
4.8	13.625	23.04
4.9	13.804	24.01
5.0	13.979	25.00
5.1	14.151	25.01
5.2	14.320	27.04

\* Sobre distintas resistencias, la diferencia de niveles eléctricos se

calcula mediante:  $dB = \text{lectura de la tabla} + \log_{10} \frac{R_2}{R_1}$  siendo  $R_2$  la resistencia en cuyos extremos se desarrolla  $E_2$ .

# CONVERSION DE TENSIONES Y POTENCIAS A DECIBELS (Continuación)

(Sobre iguales resistencias)

$E_1/E_2$	dB	$P_1/P_2$
5.3	14.486	28.09
5.4	14.648	29.16
5.5	14.807	30.25
5.6	14.964	31.36
5.7	15.171	32.49
5.8	15.269	33.64
5.9	15.417	34.81
6.0	15.563	36.00
6.1	15.707	37.21
6.2	15.848	38.44
6.3	15.987	39.69
6.4	16.124	40.96
6.5	16.258	42.25
6.6	16.391	43.56
6.7	16.521	44.89
6.8	16.650	46.24
6.9	16.777	47.61
7.0	16.902	49.00
7.1	17.025	50.41
7.2	17.147	51.84
7.3	17.266	53.29
7.4	17.385	54.76
7.5	17.501	56.25
7.6	17.616	57.76
7.7	17.730	59.29
7.8	17.842	60.84
7.9	17.953	62.41
8.0	18.062	64.00
8.1	18.170	65.61
8.2	18.276	67.24
8.3	18.382	68.89
8.4	18.486	70.56
8.5	18.588	72.25
8.6	18.690	73.96
8.7	18.790	75.69
8.8	18.890	77.44
8.9	18.988	79.21
9.0	19.085	81.00
9.1	19.181	82.81
9.2	19.276	84.64
9.3	19.370	86.49
9.4	19.463	88.36
9.5	19.554	90.25
9.6	19.645	92.16
9.7	19.735	94.09
9.8	19.825	96.04
9.9	19.913	98.01
10	20.000	100.00

**CONVERSION DE TENSIONES Y POTENCIAS  
A DECIBELS (Continuación)**

(Sobre iguales resistencias)

$E_1/E_2$	dB	$P_1/P_2$
11	20,828	121,0
12	21,584	144
13	22,279	169
14	22,923	196
15	23,522	225
16	24,082	256
17	24,609	289
18	25,105	324
19	25,575	361
20	26,021	400
21	26,444	441
22	26,848	484
23	27,235	529
24	27,604	576
25	27,959	625
26	28,299	676
27	28,627	729
28	28,943	784
29	29,248	841
30	29,542	900
31	29,827	961
32	30,103	1024
33	30,370	1089
34	30,630	1156
35	30,881	1225
36	31,126	1296
37	31,364	1369
38	31,596	1444
39	31,821	1521
40	32,041	1600
41	32,256	1681
42	32,465	1764
43	32,669	1849
44	32,869	1936
45	33,064	2025
46	33,255	2116
47	33,442	2209
48	33,625	2304
49	33,804	2401
50	33,979	2500
51	34,151	2601
52	34,320	2704
53	34,486	2809
54	34,648	2916
55	34,807	3025
56	34,964	3136
57	35,117	3249
58	35,269	3364

**CONVERSION DE TENSIONES Y POTENCIAS  
A DECIBELS (Continuación)**

(Sobre iguales resistencias)

$E_1/E_2$	dB	$P_1/P_2$
59	35,417	3481
60	35,563	3600
61	35,707	3721
62	35,848	3844
63	35,987	3969
64	36,124	4096
65	36,258	4225
66	36,391	4356
67	36,521	4489
68	36,650	4624
69	36,777	4761
70	36,902	4900
71	37,025	5041
72	37,147	5184
73	37,266	5329
74	37,385	5476
75	37,501	5625
76	37,616	5776
77	37,730	5929
78	37,842	6084
79	37,953	6241
80	38,062	6400
81	38,170	6561
82	38,276	6724
83	38,382	6889
84	38,486	7056
85	38,588	7225
86	38,690	7396
87	38,790	7569
88	38,890	7744
89	38,988	7921
90	39,085	8100
91	39,181	8281
92	39,276	8464
93	39,370	8649
94	39,463	8836
95	39,554	9025
96	39,645	9216
97	39,735	9409
98	39,825	9604
99	39,913	9801
100	40,000	10000

**CONVERSION DE TENSIONES Y POTENCIAS  
A DECIBELS (Continuación)**

(Sobre iguales resistencias)

$E_1/E_2$	dB	$P_1/P_2$
102	40,17	10404
104	40,34	10816
106	40,50	11236
108	40,66	11664
110	40,83	12100
112	40,98	12544
114	41,14	12996
116	41,30	13456
118	41,44	13924
120	41,58	14400
122	41,72	14884
124	41,86	15376
126	42,01	15876
128	42,14	16384
130	42,28	16900
132	42,41	17424
134	42,54	17956
136	42,66	18496
138	42,78	19044
140	42,92	19600
142	43,04	20164
144	43,16	20736
146	43,28	21316
148	43,40	21904
150	43,52	22500
155	43,80	24025
160	44,08	25600
165	44,34	27225
170	44,61	28900
175	44,86	30625
180	45,10	32400
185	45,34	34225
190	45,57	36100
195	45,80	38025
200	46,02	40000
210	46,44	44100
220	46,85	48400
230	47,23	52900
240	47,60	57600
250	47,96	62500

**CONVERSION DE TENSIONES Y POTENCIAS  
A DECIBELS (Conclusión)**

(Sobre iguales resistencias)

$E_1/E_2$	dB	$P_1/P_2$
260	48,30	67600
270	48,63	72900
280	48,94	78400
290	49,25	84100
300	49,54	90000
320	50,10	102400
340	50,63	115600
360	51,13	129600
380	51,60	144400
400	52,04	160000
420	52,46	176400
440	52,87	193600
460	53,26	211600
480	53,63	230400
500	53,98	250000
520	54,32	270400
540	54,65	291600
560	54,96	313600
580	55,27	336400
600	55,56	360000
620	55,85	384400
640	56,12	409600
660	56,39	435600
680	56,65	462400
700	56,90	490000
720	57,15	518400
740	57,38	547600
760	57,62	577600
780	57,84	608400
800	58,06	640000
820	58,28	672400
920	59,28	705600
840	58,49	739600
860	58,69	774400
880	58,89	810000
900	59,08	846400
940	59,46	883600
960	59,65	921600
980	59,83	960400
1000	60,00	1000000

Para otros valores de  $E_1/E_2$  o  $P_1/P_2$  se descomponen en dos factores, uno de los cuales es 100 ó 1000. Ejemplo:  $E_1/E_2 = 20.000 = 20 \times 1000$ . Para  $E_1/E_2 = 20$  corresponden 26,021 dB y para 1000 corresponden 60 dB. La suma es 86,021 dB y corresponde al valor de  $E_1/E_2$  en cuestión.

**TABLA 15. — CONSTANTES DE OSCILACION (14)**

(CIRCUITOS RESONANTES) (Ver pág. 117)

Fre- cuencia kc/s	$L\mu H \times C\mu F$	Fre- cuencia kc/s	$L\mu H \times C\mu F$	Fre- cuencia kc/s	$L\mu H \times C\mu F$
100	2,533	325	0,240	550	0,0837
105	2,297	330	0,233	555	0,0822
110	2,093	335	0,2257	560	0,0808
115	1,915	340	0,2191	565	0,0793
120	1,759	345	0,2128	570	0,0780
125	1,622	350	0,2068	575	0,0766
130	1,499	355	0,2010	580	0,0753
135	1,390	360	0,1956	585	0,0740
140	1,292	365	0,1901	590	0,0728
145	1,205	370	0,1850	595	0,0715
150	1,126	375	0,1801	600	0,0704
155	1,054	380	0,1754	605	0,0692
160	0,989	385	0,1709	610	0,0681
165	0,930	390	0,1665	615	0,0670
170	0,876	395	0,1623	620	0,0659
175	0,827	400	0,1583	625	0,0648
180	0,782	405	0,1544	630	0,0638
185	0,740	410	0,1507	635	0,0628
190	0,702	415	0,1471	640	0,0618
195	0,665	420	0,1441	645	0,0609
200	0,633	425	0,1402	650	0,0600
205	0,603	430	0,1370	655	0,05904
210	0,576	435	0,1339	660	0,05815
215	0,548	440	0,1308	665	0,05728
220	0,523	445	0,1279	670	0,05642
225	0,500	450	0,1251	675	0,05557
230	0,479	455	0,1224	680	0,05478
235	0,459	460	0,1197	685	0,05398
240	0,440	465	0,1171	690	0,05320
245	0,422	470	0,1147	695	0,05244
250	0,405	475	0,1123	700	0,05149
255	0,389	480	0,1099	705	0,05096
260	0,375	485	0,1077	710	0,05025
265	0,361	490	0,1055	715	0,04955
270	0,347	495	0,1034	720	0,04891
275	0,335	500	0,1014	725	0,04819
280	0,323	505	0,0993	730	0,04753
285	0,312	510	0,0974	735	0,04689
290	0,301	515	0,0955	740	0,04626
295	0,291	520	0,0937	745	0,04564
300	0,281	525	0,0919	750	0,04503
305	0,273	530	0,0902	755	0,04444
310	0,264	535	0,0885	760	0,04385
315	0,255	540	0,0869	765	0,04328
320	0,247	545	0,0853		

**TABLA 15. — CONSTANTES DE OSCILACION**

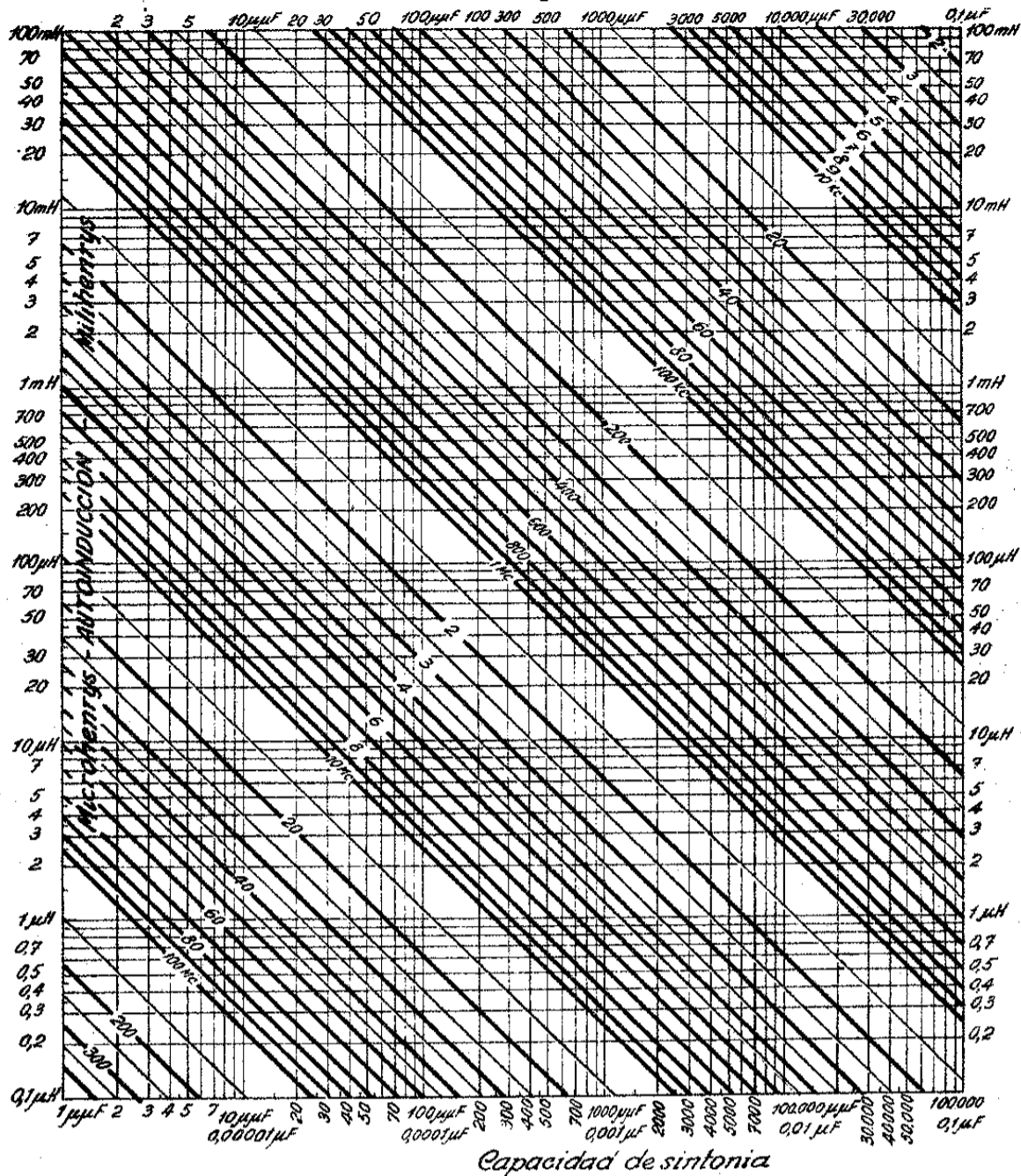
(CIRCUITOS RESONANTES) (Conclusión)

Fre- cuencia kc/s	$L\mu H \times C\mu F$	Fre- cuencia kc/s	$L\mu H \times C\mu F$	Fre- cuencia kc/s	$L\mu H \times C\mu F$
770	0,04272	850	0,03506	930	0,02929
775	0,04217	855	0,03466	935	0,02897
780	0,04163	860	0,03424	940	0,02866
785	0,04110	865	0,03385	945	0,02836
790	0,04058	870	0,03346	950	0,02807
795	0,04008	875	0,03308	955	0,02777
800	0,03958	880	0,03271	960	0,02748
805	0,03909	885	0,03234	965	0,02720
810	0,03860	890	0,03197	970	0,02692
815	0,03813	895	0,03162	975	0,02665
820	0,03767	900	0,03127	980	0,02637
825	0,03722	905	0,03093	985	0,02611
830	0,03677	910	0,03059	990	0,02584
835	0,03634	915	0,03025	995	0,02559
840	0,03602	920	0,02992	1000	0,02533
845	0,03547	925	0,02960		

Para frecuencias 10 veces mayores: Dividir LC por 100  
 Para frecuencias 100 veces mayores: Dividir LC por 10.000  
 Para frecuencias 10 veces menores: Multiplicar LC por 100  
 Para frecuencias 100 veces menores: Multiplicar LC por 10.000

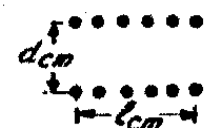
# FORMULA DE THOMPSON

Inductancia - Capacidad-Frecuencia Fig. 4



Interpretación gráfica de la Tabla 15, para cálculos estimativos

# DISEÑO DE BOBINAS SOLENOIDE



$$L_{\mu H} = d_{cm} \times \left(\frac{l}{d}\right)$$

Fig. 5

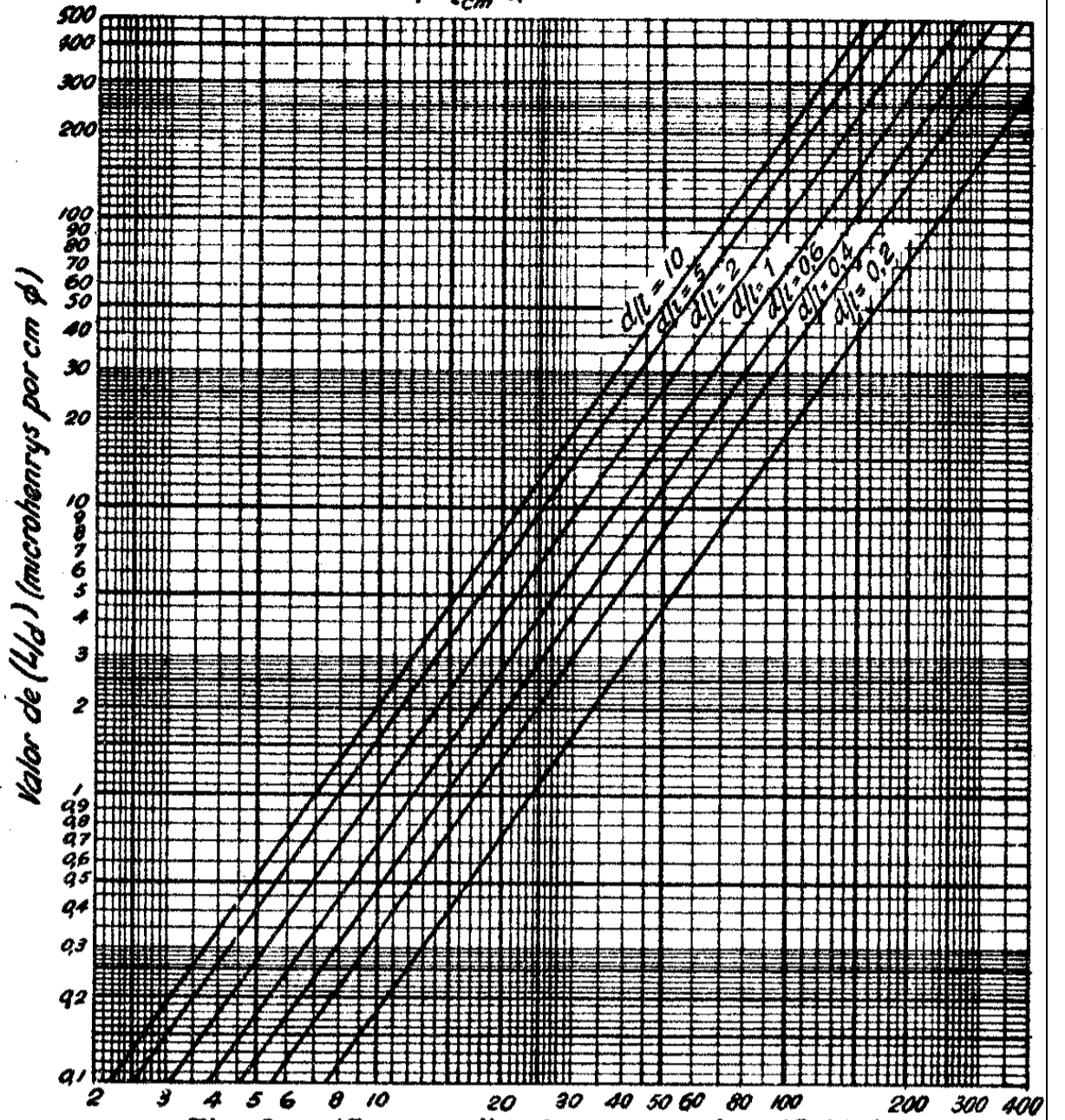
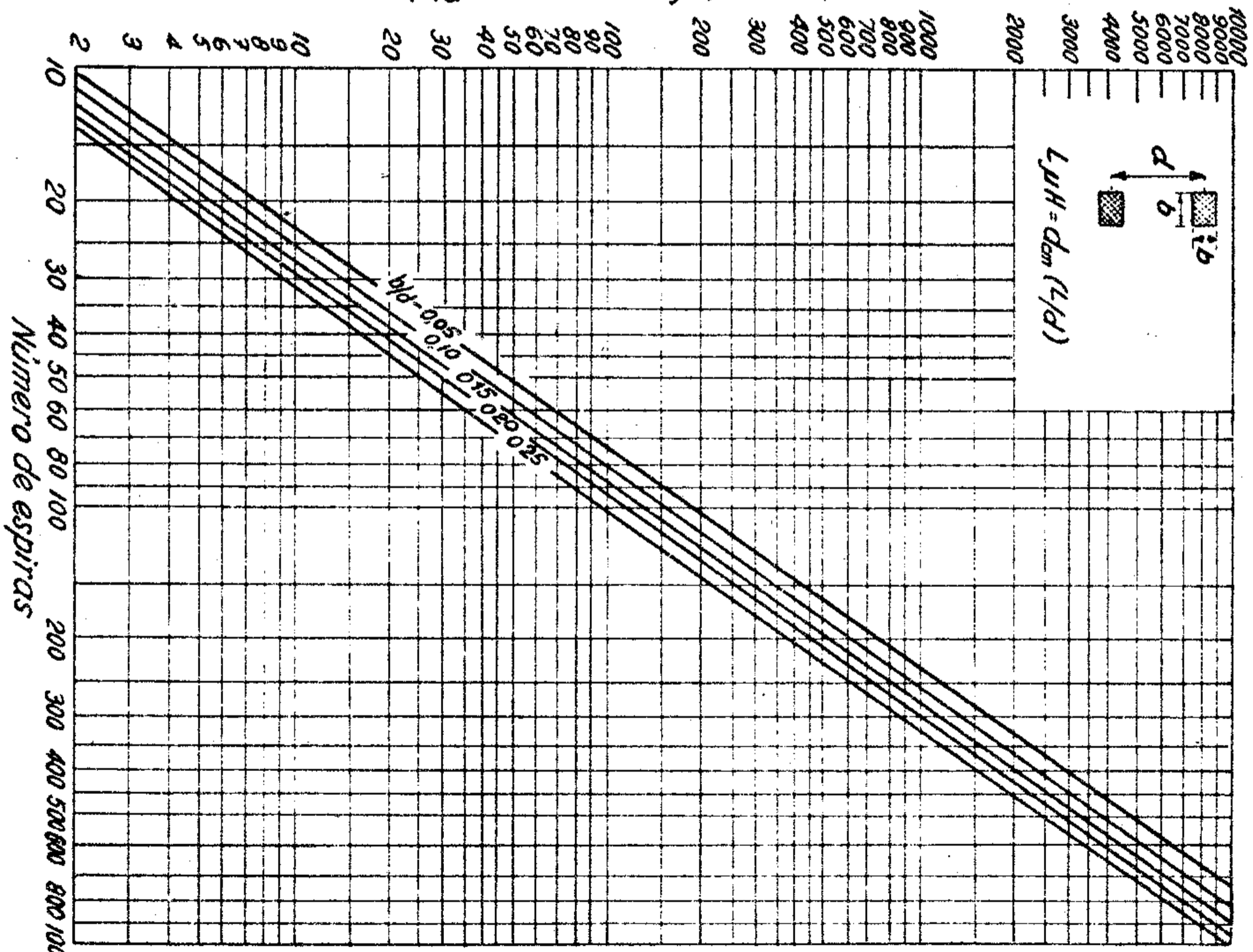


Fig. 5 (Para explicaciones ver págs. 45-118) espiras

Valor de (L/d) (microhenrys por cm φ)



o multicapas de longitud igual al espesor radial

## BOBINAS HONEY-COMB

Fig. 6 (Para explicaciones ver págs. 45-127)

Número de espiras

Caso 1: datos: L (microhenrys), d (diámetro) y l (longitud). Hallar el número de espiras.

Se halla el valor  $L/d$  y se entra en el gráfico con este valor y con el de  $d/l$ . Se obtiene  $N$ .

Caso 2: datos: número de espiras  $N$ , diámetro  $d$ , longitud  $l$ . Hallar  $L$ .

Se entra con  $N$  y  $d/l$ ; se halla  $L/d$ . Se multiplica este valor por  $d$  y se obtiene  $L$ .

En la página 118 se encontrará un ejemplo numérico del uso de este gráfico.

(Gráfico de página 44)

### BOBINAS HONEY-COMB

o multicapas de longitud igual al espesor radial.

Aplicación: como para el gráfico de página 43.

Para bobinas de longitud distinta del espesor radial se obtienen resultados aproximados, tomando para  $b$  el valor promedio de la longitud y del espesor.

-45-

## REDUCCION DE INDUCTANCIA DE SOLENOIDES POR EFECTO DE BLINDAJE

$d$ ,  $l$ , diámetro y longitud del bobinado.

$D$ , diámetro del blindaje. Se supone la longitud del blindaje mayor que la del bobinado.

$L$ , inductancia sin blindaje;  $L_e$ , inductancia con blindaje

$$L_e = F \cdot L$$

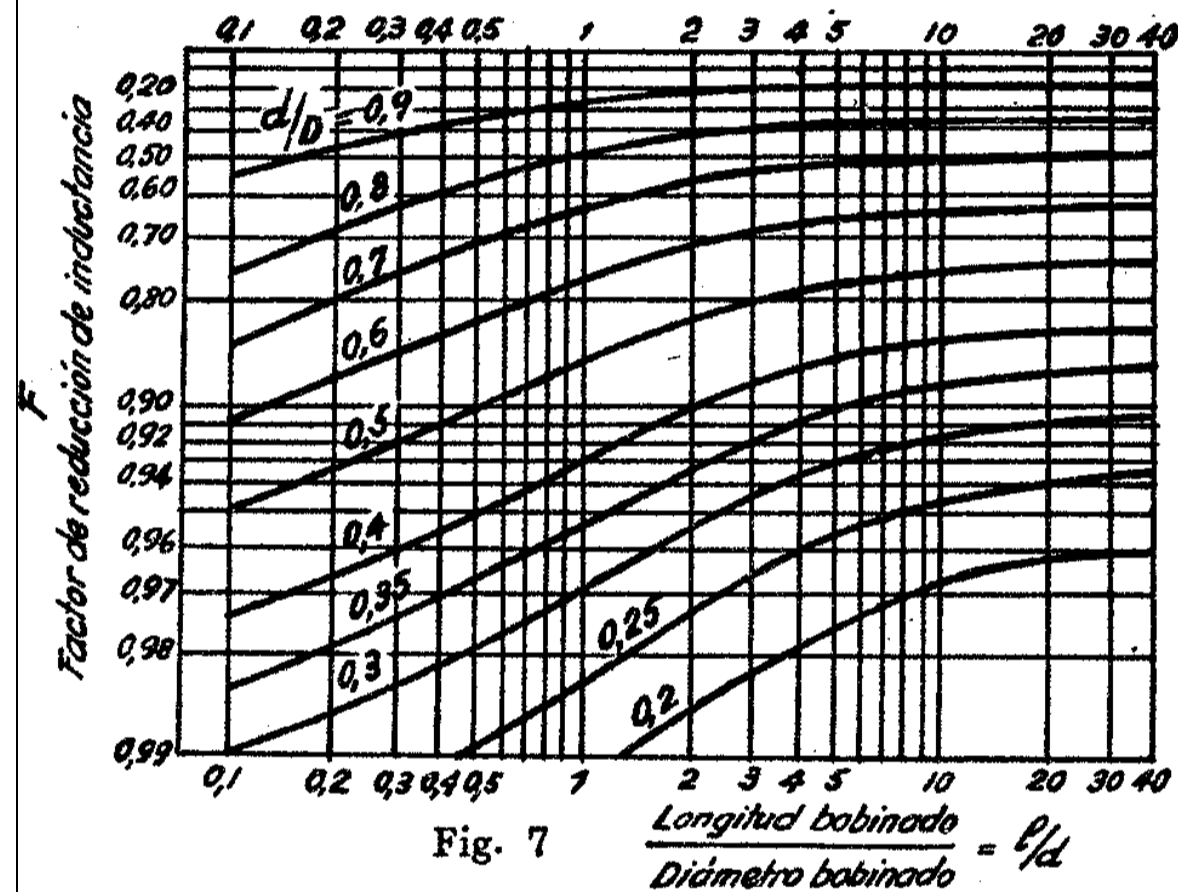
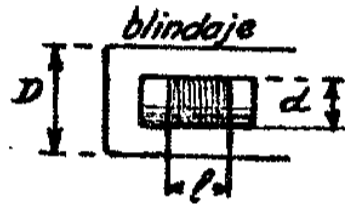


Fig. 7

$$\frac{\text{Longitud bobinado}}{\text{Diámetro bobinado}} = \frac{l}{d}$$

*Ejemplo:* Sea una bobina de  $L = 200$  microhenrys, diámetro  $d = 2,5$  cm y longitud  $l = 5$  cm. Colocándola en un blindaje de diámetro 5 cm, tendremos  $D = 5$  cm;  $d/D = 0,5$

$l/d = \frac{5}{2,5} = 2$ . Las curvas dan  $F = 0,82$ . Luego, la inductancia se reduce de  $200 \mu\text{H}$  a

$$L_e = 0,82 \times 200 = 164 \mu\text{H} \quad - 46 -$$

## INDUCTANCIA DE DOS CONDUCTORES PARALELOS, DE IDA Y VUELTA, EN RADIOFRECUENCIA (3)

(Conductores rectos de cobre, de longitud menor que  $1/20$  de la longitud de onda).

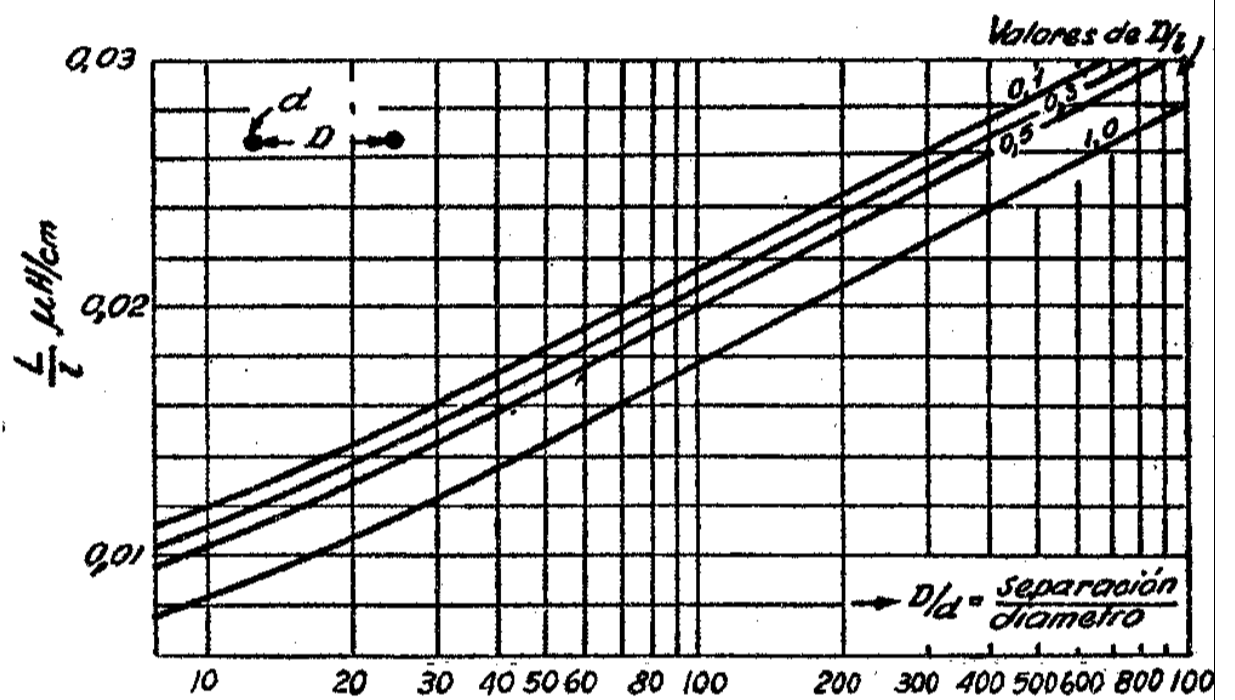


Fig. 8

$l$  = longitud de los conductores en cm.

$D$  = distancia entre los conductores, cm.

$d$  = diámetro de los conductores, cm.

(Ver página 119)

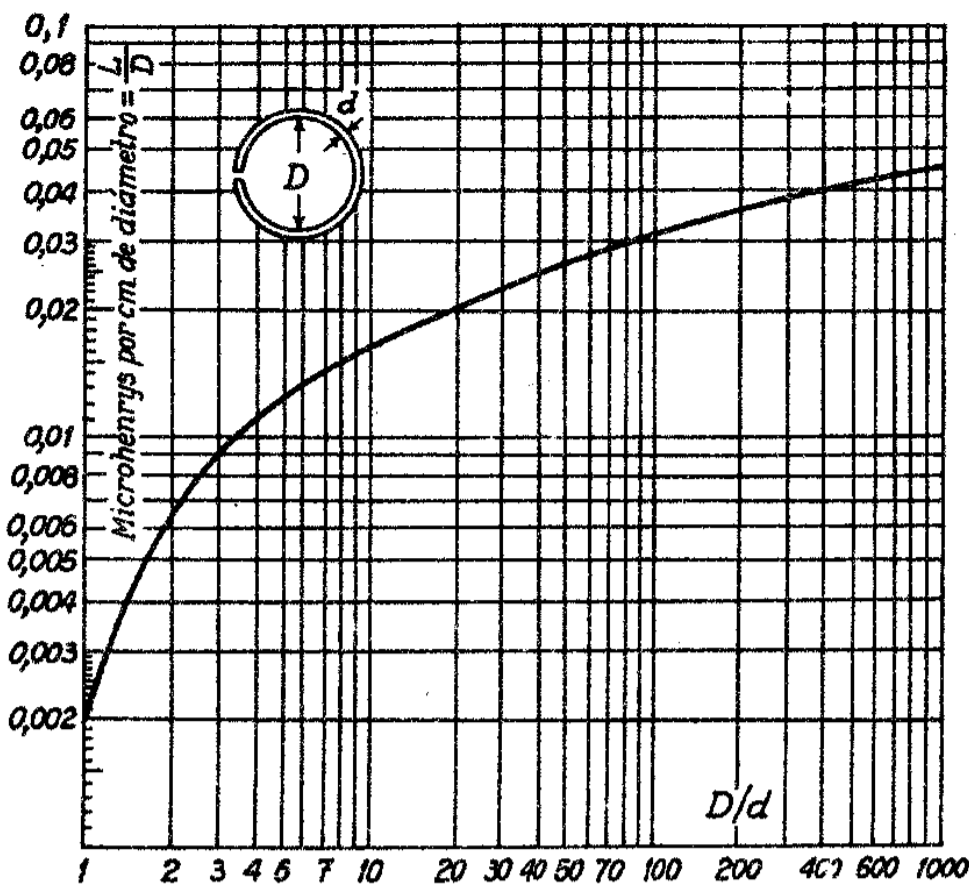


Fig. 9

La curva da la autoinducción por cm de diámetro.  $D$  y  $d$  en la misma unidad (por ejemplo, mm).

Ejemplo de uso:

- Sea una espira de alambre de  $d = 1$  mm formando un círculo de diámetro  $D = 5$  cm. Calculamos  $D/d = 50/1 = 50$ . La curva da  $L/D = 26 \times 10^{-3}$  aproximadamente. Luego  $L = 26 \times 10^{-3} \times 5$  cm =  $0,13 \mu\text{H}$ .
- Para el mismo alambre formando una espira de 20 cm  $D/d = 200$   $L/D = 36 \times 10^{-3}$  aproximadamente.  $L = 36 \times 10^{-3} \times 20$  cm =  $0,72 \mu\text{H}$ .

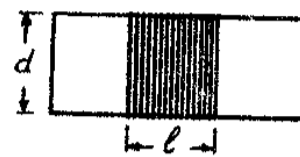
a) Capacidad de alambres de conexión no muy próximos a chasis.

$$C \cong 0,1 \mu\text{F} \text{ por cm de longitud}$$

(para alambre de 1,60 mm de diámetro).

Varía aproximadamente + 15 % al aumentar el diámetro hasta 2 mm, y disminuye en igual proporción al reducirse hasta 0,90 mm.

b) Capacidad distribuida de un solenoide con un extremo conectado a tierra.



$$C_d (\mu\text{F}) = Kd$$

$d =$  diámetro en cm  
 $l =$  longitud en cm

VALORES DE "K"

l/d	0,1	0,3	0,5	0,8	1	2	4	6	8	10	15	20	30
K	0,96	0,60	0,50	0,50	0,46	0,50	0,72	0,92	1,12	1,32	1,86	2,36	3,4

c) Medición de  $C_d$ .

Sólo puede efectuarse cuando se dispone de patrones de capacidad cuya capacidad absoluta se conozca con precisión. En una medición común, el error producido por una pequeña capacidad fija no incluida en la calibración del condensador variable, puede ser del orden de 100 % una vez referido a la capacidad distribuida que se mide.

CALCULO DE Q DE BOBINAS SOLENOIDE DE ALAMBRE O CAÑO DE COBRE (30)

$$Q = 75 D \varphi \sqrt{f}$$

$D \cong$  diámetro de la bobina (cm)  
 $\varphi \cong$  coeficiente (ver gráfico)  
 $f \cong$  frecuencia en megaciclos.

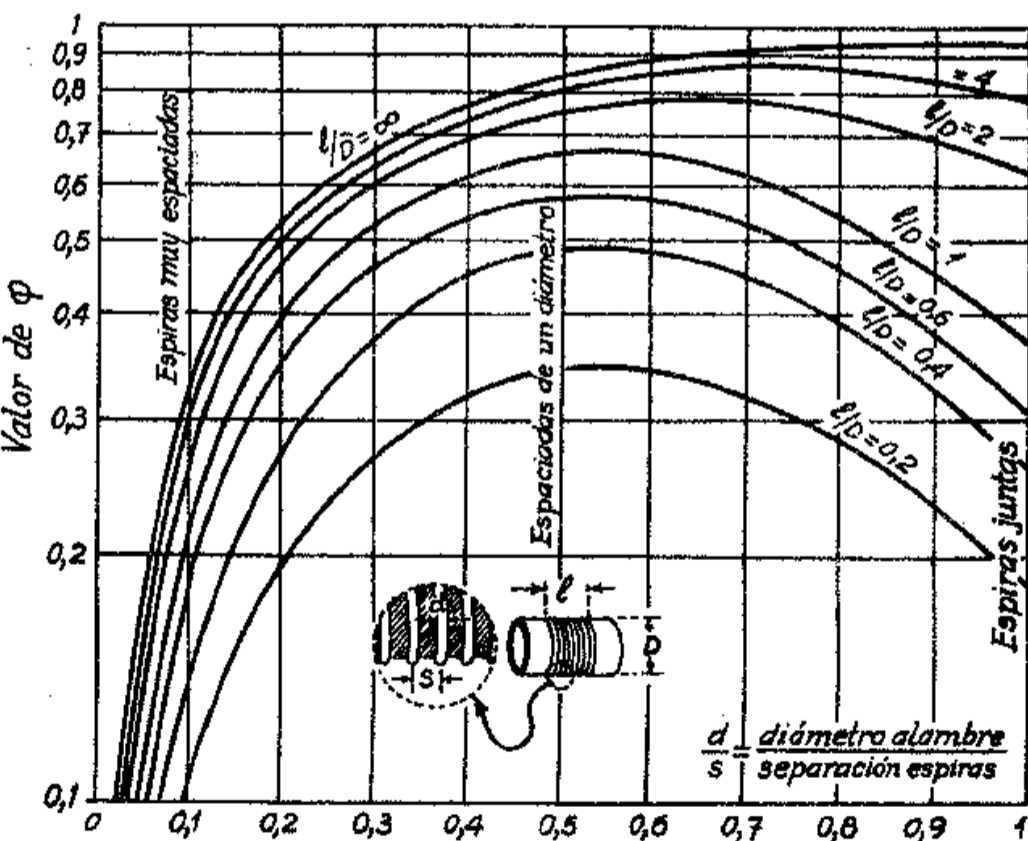


Fig. 10

Ejemplo numérico: Sea  $D = 5$  cm;  $l = 2,5$  cm. Alambre espaciado de un diámetro, o sea  $d/s = 0,5$ . Frecuencia  $f = 4$  Mc/s.

De las curvas para  $l/D = 0,5$  y  $d/s = 0,5$ . Sale  $\varphi = 0,52$ . El  $Q$  resulta de  $Q = 75 \times 5 \times 0,52 \times 2 = 390$ .

El  $Q$  así calculado es el de la sola bobina por resistencia óhmica y por efecto pelicular. En las aplicaciones prácticas o durante las mediciones, este valor queda disminuído por: resistencia de soldaduras y conexiones; efecto de metales en el campo magnético de la bobina; pérdidas dieléctricas

entre espiras; pérdidas en el condensador variable que eventualmente sintoniza la bobina; resistencias en paralelo introducidas por el circuito externo.

En un caso típico de elementos de buena calidad que constituyen un circuito de grilla normal de un medidor de  $Q$ , la medición puede dar 320 a 300, o menos aún, en lugar del valor 390 calculado. Ello significa que la resistencia efectiva del circuito será de 0,8 ohm en lugar de 0,6 ohm, si la bobina tiene una autoinducción, por ejemplo, del orden de 10 microhenrys. (Ver sección subsiguiente).

VALOR DE Q RESULTANTE PARA UN CIRCUITO LC RESONANTE

Una bobina de calidad  $Q_L$  asociada con un condensador de calidad  $Q_C$ , a la frecuencia resonante  $f$ , forman un circuito cuya calidad total es

$$Q_{\text{total}} = \frac{Q_L Q_C}{Q_L + Q_C} = \frac{Q_L}{1 + \frac{Q_L}{Q_C}}$$

Siendo  $Q_L = \omega L/R_L$

$$Q_C = \frac{1}{\omega C R}$$

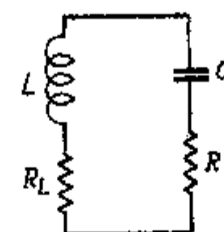
y  $\omega = 2\pi f$ .

Se supone  $\omega L = 1/\omega C$  y  $Q_L$  y  $Q_C$  mayores que 10.

Ejemplo:

Una bobina de  $Q_L = 400$  combinada con un condensador de  $Q_C = 2000$ , se comporta como si su  $Q$  fuera de

$$Q_{\text{total}} = \frac{400}{1 + \frac{400}{2000}} = 333$$



**VALOR DE Q RESULTANTE DE DOS BOBINAS EN SERIE** — 52 —

Una bobina  $L_1$  cuya calidad es  $Q_1$  en serie con otra  $L_2$  de calidad  $Q_2$ , dan una resultante cuya calidad es

$$Q_{total} = Q_1 \frac{1 + \frac{X_1}{X_2}}{\frac{Q_1}{Q_2} + \frac{X_1}{X_2}}$$

Siendo  $\omega = 2\pi f$  ;  $X_1 = \omega L_1$  ;  $X_2 = \omega L_2$

**INDUCCION MUTUA DE SOLENOIDES**

— 53 — **CONCENTRICOS** (Ver pág. 120) (3)

$g$ , diagonal máxima en un plano perpendicular a las espiras;  $d$ , diámetro de la bobina interior (ambos en cm).

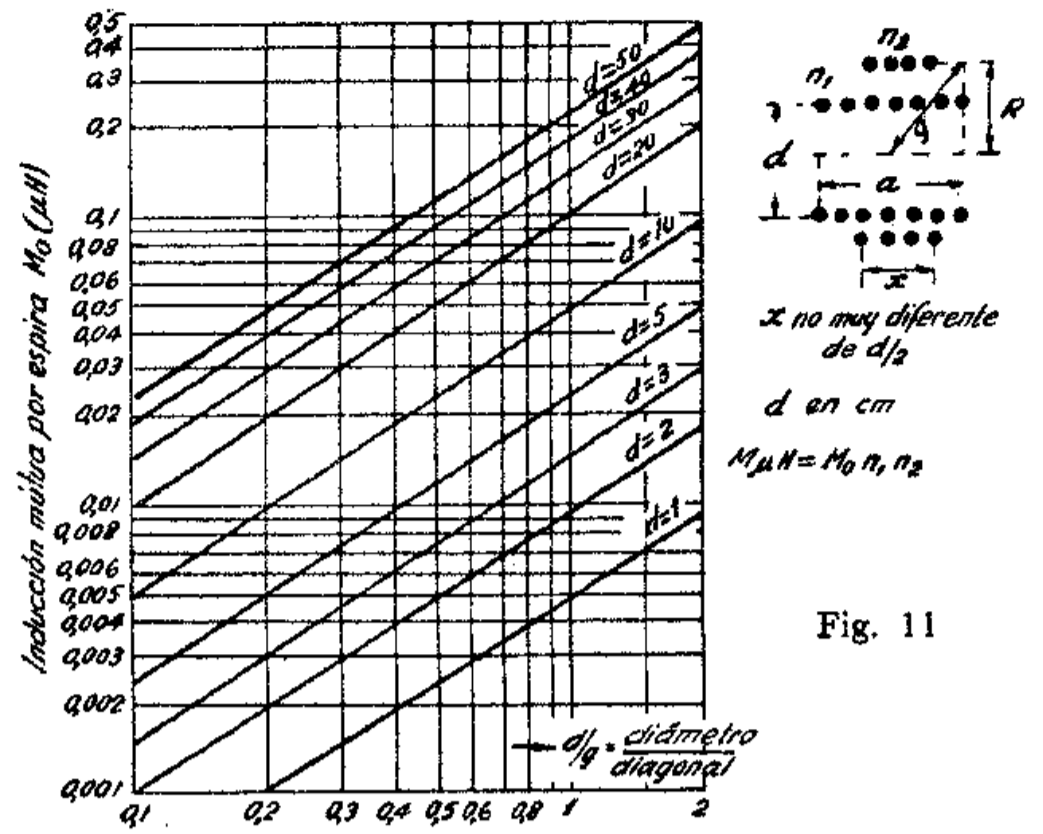


Fig. 11

El valor obtenido en el gráfico debe multiplicarse por  $n_1 \times n_2$  (números de espiras) para obtener la inducción mutua total.

**COEFICIENTE DE ACOPLAMIENTO ENTRE SOLENOIDES COAXIALES** (31)

Las curvas dan el valor del coeficiente de acoplamiento

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

entre dos circuitos cuyas únicas autoinducciones son las bobinas  $L_1 L_2$ . Las dos bobinas se suponen geoméricamente

— 54 — iguales, aunque esta condición no es estricta para obtener resultados aproximados.

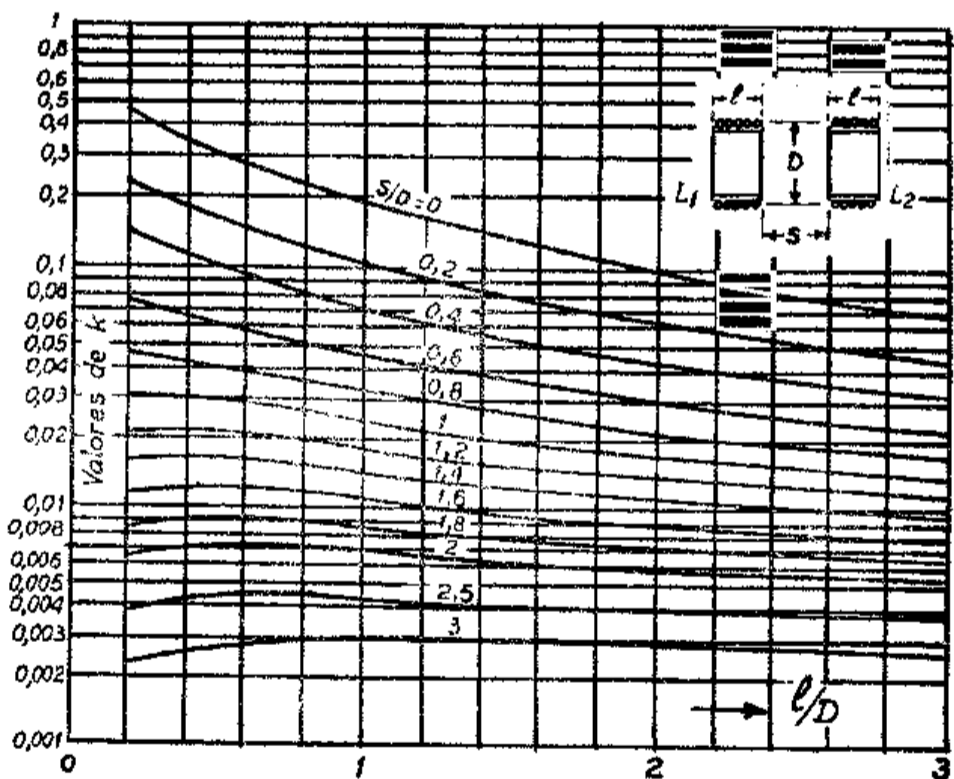


Fig. 12

El valor de  $k$  se obtiene en base a las dimensiones de las bobinas  $D$  y  $l$  y a la separación  $S$  entre las espiras enfrentadas (todos los valores en cm). Los valores de inducción mutua  $M$  y autoinducciones  $L_1 L_2$  deben expresarse en una misma unidad, que puede ser H, mH o  $\mu H$ .

**Ejemplo de uso**

Dos bobinas de  $D = 5$  cm y  $l = 3$  cm están a distancia  $S = 2$  cm. Las autoinducciones son  $L_1 = 20 \mu H$  y  $L_2 = 10 \mu H$ . Calculamos:

$$\frac{S}{D} = \frac{2}{5} = 0,40 \quad \frac{l}{D} = \frac{3}{5} = 0,60$$

Para estos valores la figura da

$$k = 0,094 \text{ aproximadamente.}$$

El coeficiente de acoplamiento es de 9,4 %.

La inducción mutua será

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} = 0,094 \sqrt{20 \times 10} = 1,32 \mu H.$$

— 55 — **INDUCCION MUTUA DE BOBINAS CONCENTRADAS** (3)

(Tipos honey-comb o concentradas de varias capas; o espiras aisladas). Medidas en centímetros.

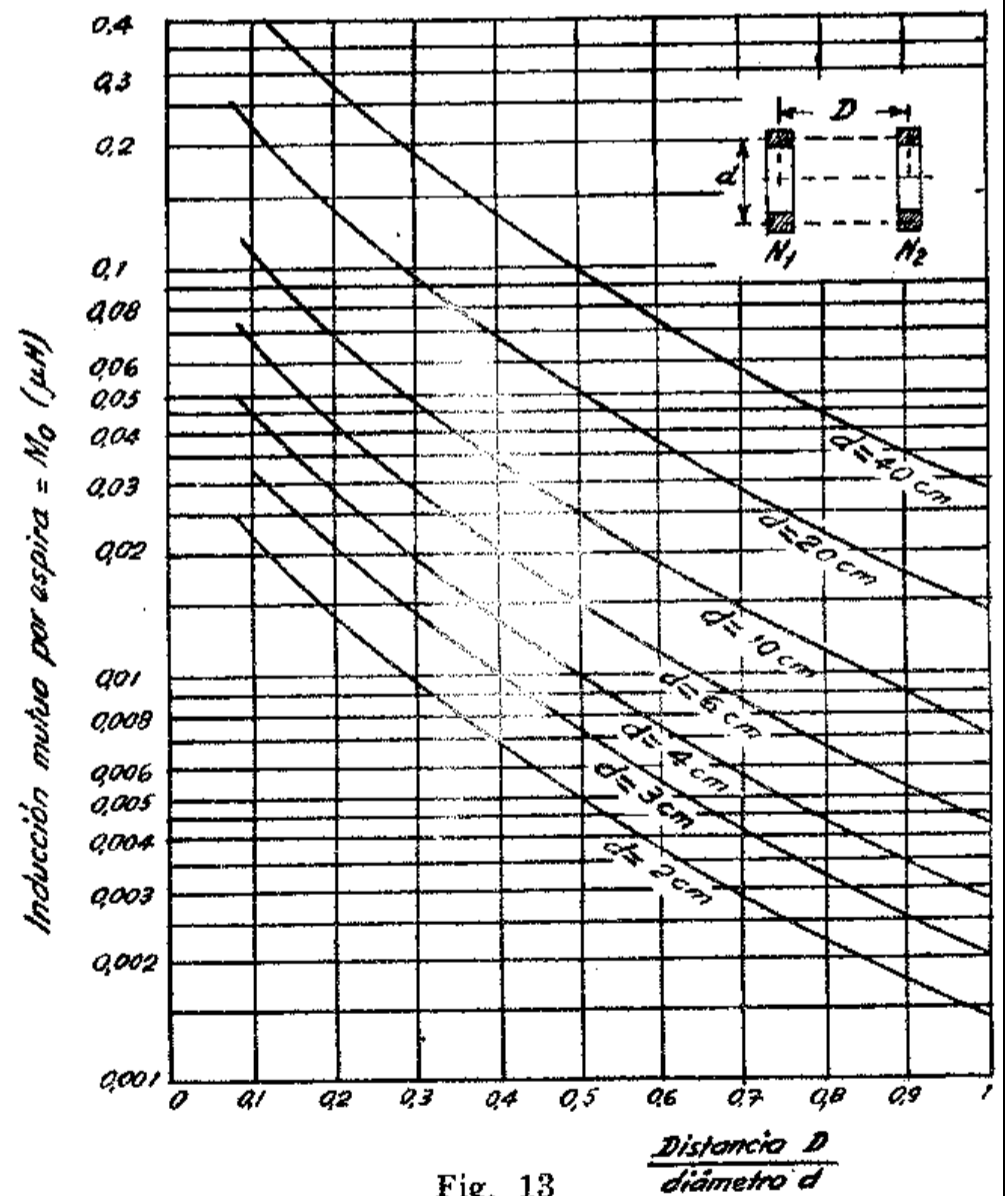


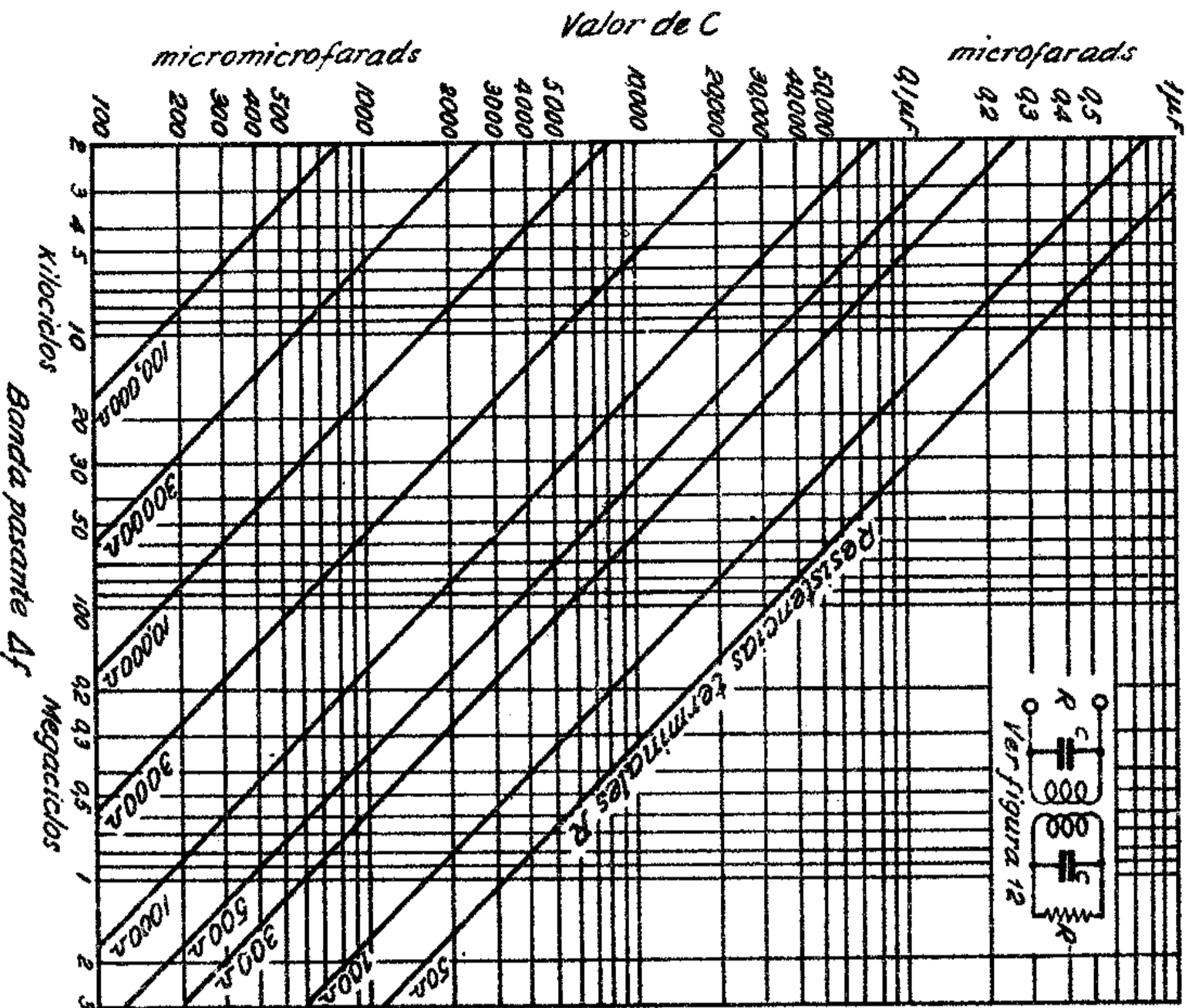
Fig. 13

Aplicación como en la página 53, en lo que se refiere a los números de espiras.

# DISEÑO DE FILTROS DE BANDA A TRANSFORMADOR

(Circuitos gemelos)

Determinación de la capacidad C Fig. 14



La capacidad queda fijada por la banda pasante y por las resistencias terminales: no depende de la frecuencia central. Véase fig. 15 para completar el diseño.

# DISEÑO DE FILTROS DE BANDA A TRANSFORMADOR

(Circuitos gemelos)

Determinación de la autoinducción L

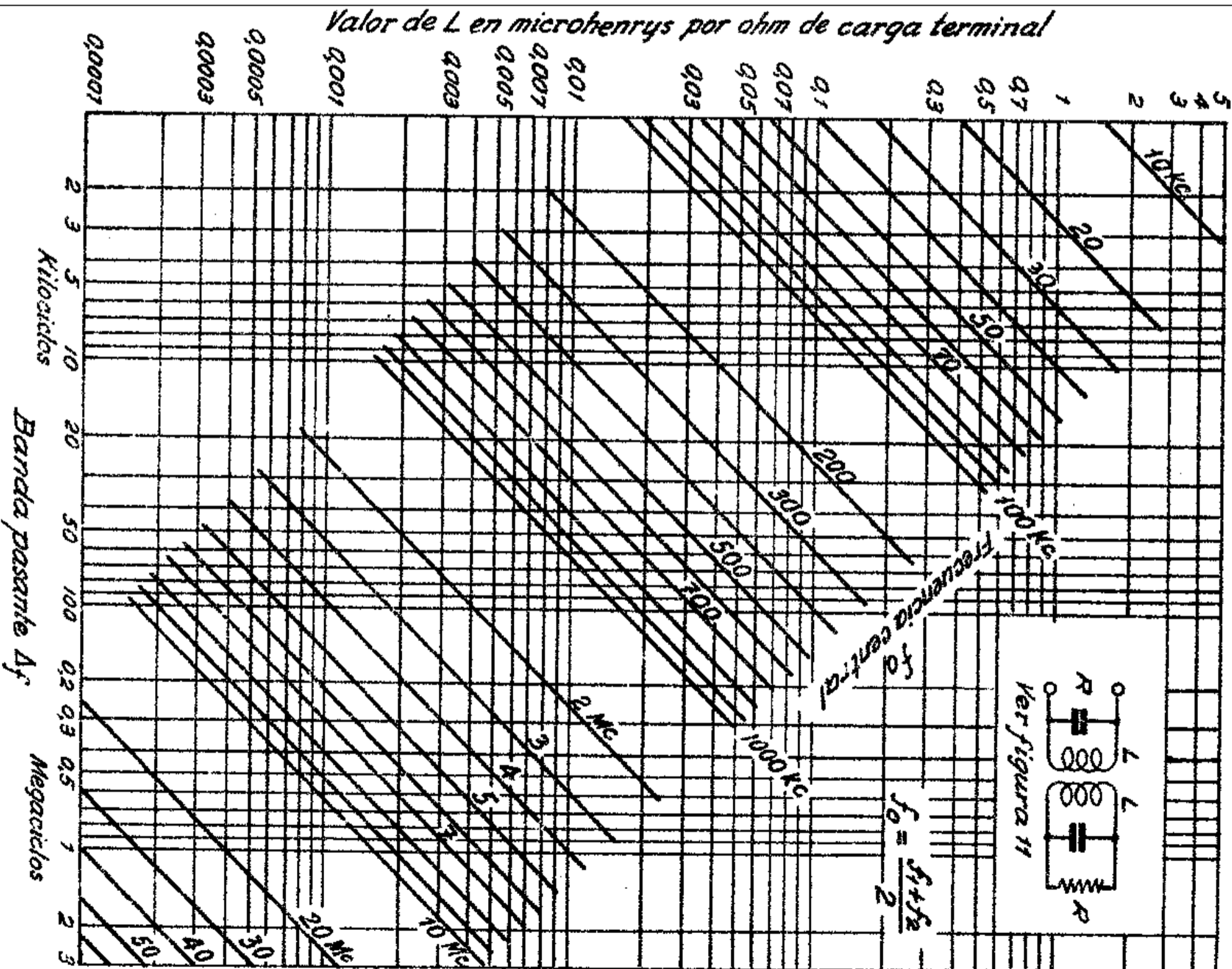


Fig. 15 (Ver pág. 58)

La frecuencia central es  $f_0 = \frac{1}{2} (f_1 + f_2)$  siendo  $f_1$  y  $f_2$  las frecuencias de corte. La banda pasante es  $\Delta f = (f_1 - f_2)$ . El factor de acoplamiento necesario es aproximadamente  $k = M/L \cong \Delta f/f_0$ .

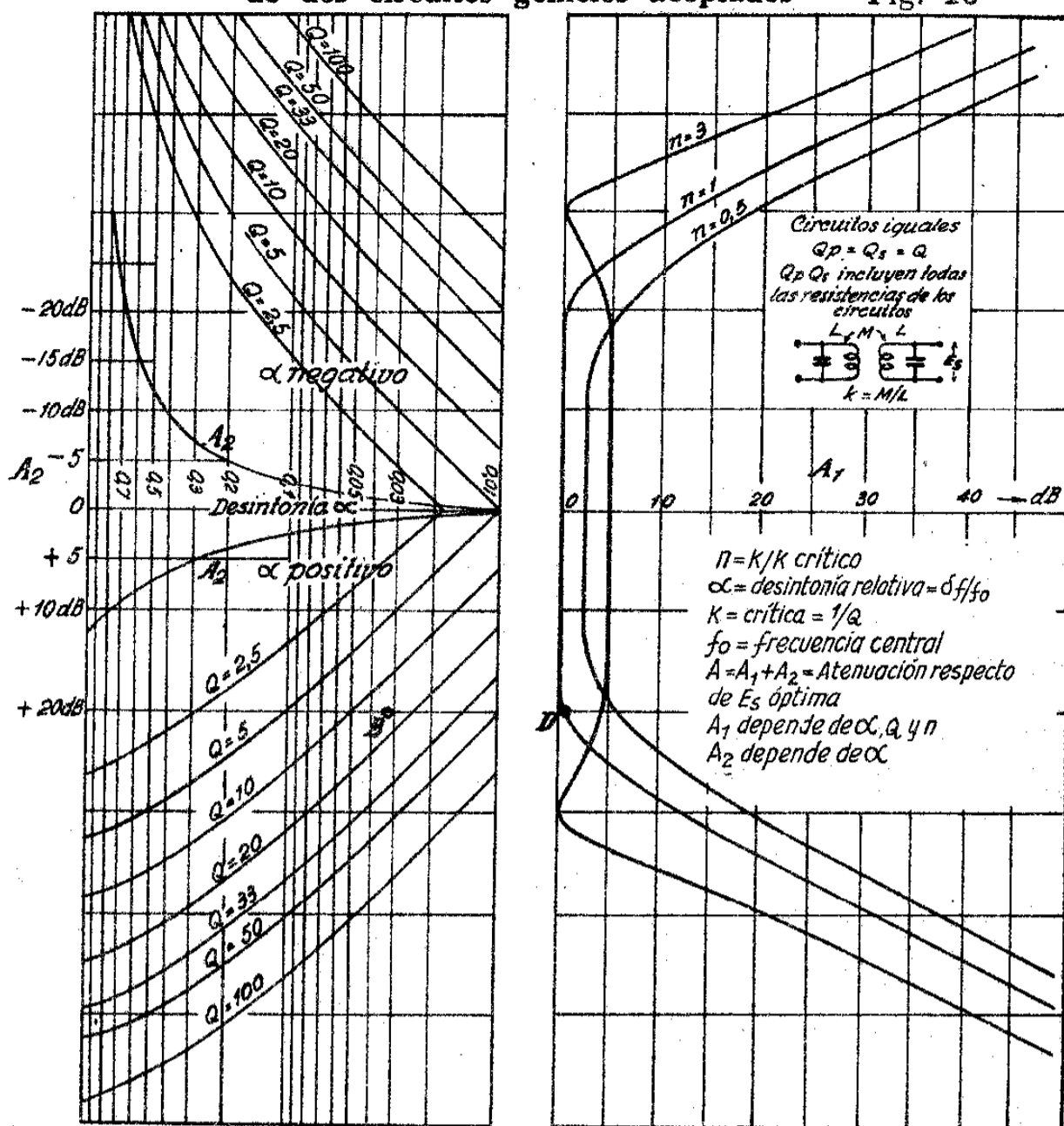
Se supone que la calidad propia de las bobinas  $L$  y los condensadores  $C$  es mucho mayor que la relación  $R/\omega_0 L$  (siendo  $\omega_0 = 2\pi f_0$ ). En caso contrario, puede estimarse el efecto de la resistencia propia de  $L$  y  $C$  en la siguiente forma:  $R' = \omega_0 L Q$ . La carga total equivalente a usar en el diseño en lugar de  $R$  será entonces:

$$\frac{R + R'}{R R'}$$

**Ejemplo de uso:** Supondremos  $R' \gg R$ : se desea diseñar un filtro cuya banda pasante sea 63-67 kc/s. Luego  $f_0 = 65$  kc;  $\Delta f = 4$  kc. Sea 50.000 ohms el valor de  $R$ . De la fig. 14, con  $R = 50.000$  y  $\Delta f = 4$  kc resulta  $C = 850 \mu\mu F$  aprox. De la fig. 15, para  $f_0$  y  $\Delta f$  resulta aprox.  $L = 0,15 \mu H$  por ohm, o sea  $L = 0,15 \times 50.000 = 7,5$  milihenrys.

(Véase el mismo ejemplo utilizando las curvas universales de la fig. 16). Si las bobinas tuvieran una  $Q$  de 100 su resistencia equivalente en paralelo sería  $R' = \omega_0 L \cdot 100$ . Como  $\omega_0 = 6,28 \cdot 65 \text{ kc} = 4,08 \cdot 10^5$ , resulta  $R' = 306.000$  ohms, que es seis veces mayor que  $R$ . Esta relación es apenas aceptable para dar por bueno el diseño. Podría mejorárselo calculando  $RR'/(R + R')$  y tomando el valor así resultante en lugar de  $R$  en figs. 14 y 15, con lo cual se alterarían aproximadamente 13% los valores de  $C$  y  $L$  obtenidos en la primera aproximación.

El segundo par de valores deducidos se puede ya considerar suficientemente aproximado para el valor  $Q = 100$  supuesto.



Aclaraciones

Dan directamente la respuesta para distintas desintonías hasta 70% de  $f_0$ , para  $Q$  de cada circuito entre 2,5 y 100 y para acoplamientos entre  $\frac{1}{2}$  y 3 veces el valor crítico. La atenuación se obtiene por suma de dos partes:

$A_1$  y  $A_2$ . Esta última tiene el mismo signo que la desintonía relativa  $\alpha$ . El valor absoluto de la desintonía es  $\delta f$ . El de  $\alpha = \delta f/f_0$ . La banda pasante en fracción de  $f_0$ , es la suma de  $+\alpha$  y  $-\alpha$  para la atenuación tolerada.

Para cada valor de  $Q$  queda definido el acoplamiento crítico  $k_c = 1/Q$ . El acoplamiento real  $k$  depende de la distancia entre bobinas. El valor  $k/k_c = n$ .

Cuando el primario está alimentado en paralelo debe obtenerse su  $Q$  efectiva mediante el teorema de Thévenin. Cuando está en el circuito anódico de una válvula, cuya resistencia interna es  $\rho$ ; supuesto que sea  $\rho \gg X_c$  siendo  $X_c$  la reactancia de los condensadores que sintonizan las  $L$ ; y que la capacidad de salida de las válvulas no sea comparable con la de estos mismos condensadores, la  $Q$  efectiva del primario  $Q_e$

se puede obtener con la fórmula  $\frac{1}{Q_e} = \frac{1}{Q} + \frac{X_c}{\rho}$ ; siendo  $Q$  la del circuito primario (LC) solo.

**Ejemplo de uso:** Sea  $L = 7,5$  mH  $f_0 = 65$  kc y acoplamiento crítico:  $k = k_c$ ;  $n = 1$ . Supongamos que haya 50.000 ohms en paralelo con cada bobina. En tal caso  $Q = R/X_c$ . (Se supone que las bobinas no tienen pérdidas propias). Luego,  $X_c = \omega_0 L = 4,08 \cdot 10^5 \cdot 7,5 \cdot 10^{-3} = 3060$  ohms y  $Q = 50.000/3060 = 16$  aproximadamente. Para una desintonía de  $+2$  kc es  $\alpha = 2/65 = 0,031$  aprox. (positivo).

Las curvas dan, para este valor de  $\alpha$ :  $A_2 = +1$  dB aprox. Además, para el mismo  $\alpha$  y con  $Q = 16$ , se llega al punto B, que proyectado horizontalmente da el punto D, sobre la curva de  $n = 1$ . Proyectando verticalmente D hasta el eje horizontal se obtiene  $A_1 = 0,5$  dB aproximadamente.

Luego, para la desintonía  $\alpha = +0,031$ , la atenuación es aproximadamente  $A_1 + A_2 = 1,5$  dB. Se comprueba fácilmente que para  $\alpha = -0,031$ , resulta una atenuación  $A_1 - A_2 = -0,5$  dB aprox., lo cual significa que tenderá a haber una pequeña cresta.

En igual forma se procede con otros valores de desintonía, pudiéndose trazar rápidamente la forma aproximada de la curva de respuesta de cualquier caso particular.

Por ejemplo, para una desintonía de  $+6,5$  kc,  $\alpha = +0,1$  y el mismo circuito,  $A_2 = +3$ ;  $A_1 = +11,5$  dB, la atenuación resulta próxima a 14,5 dB.

## CARACTERISTICAS EXPERIMENTALES DE UNA ETAPA DE FRECUENCIA INTERMEDIA

(Transformador placa-grilla)

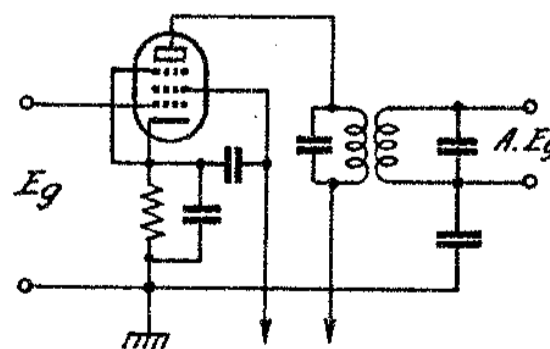
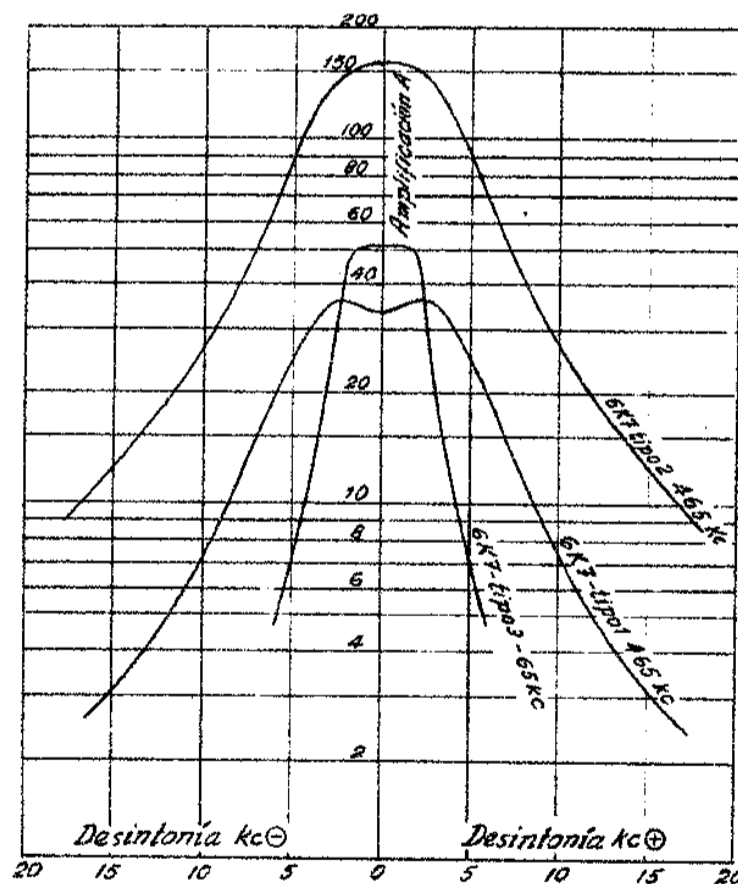
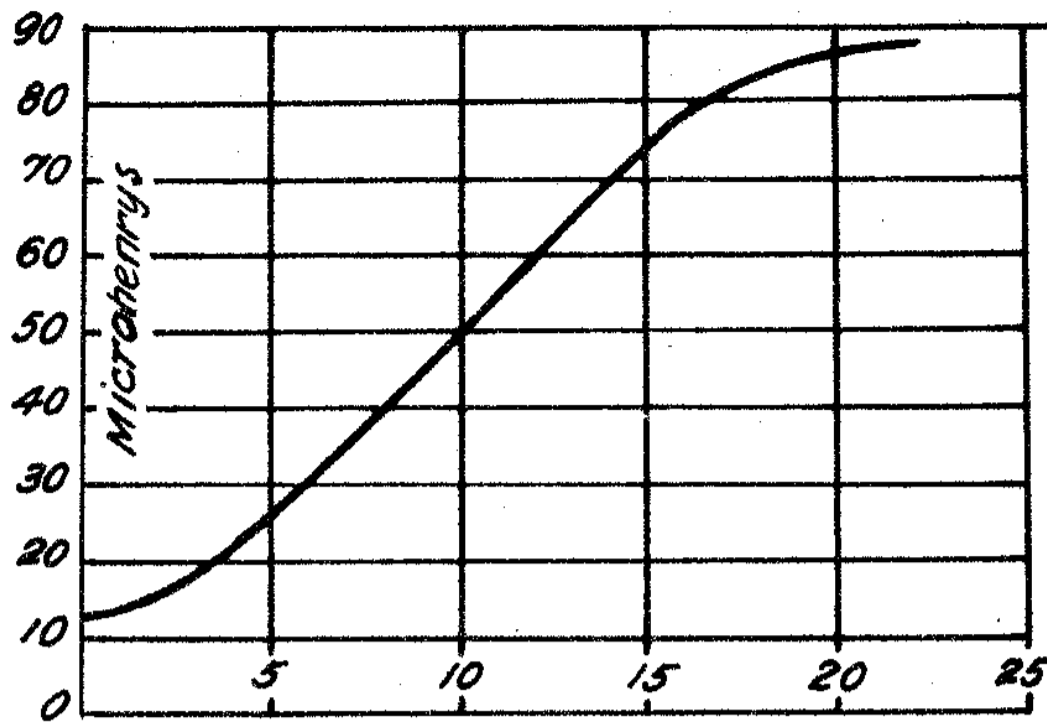


Fig. 17

Tipo 1: banda ancha 465 kc. Tipo 2, común, 465 kc. Tipo 3, especial, 65 kc.

Curva típica de variación de inductancia.



Longitud de núcleo dentro de la bobina - mm.

Dimensiones

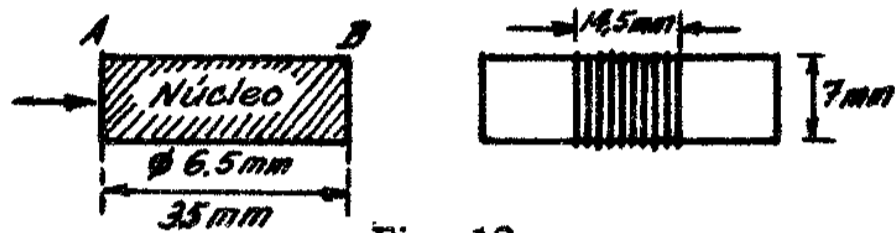


Fig. 18

Núcleo: hierro pulverizado: diámetro 6,5 mm. Bobinado diámetro aproximado: 7 mm. Frecuencia: 1000 kc/s.

(Cargas resistivas)

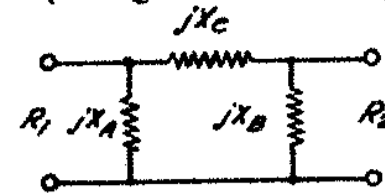
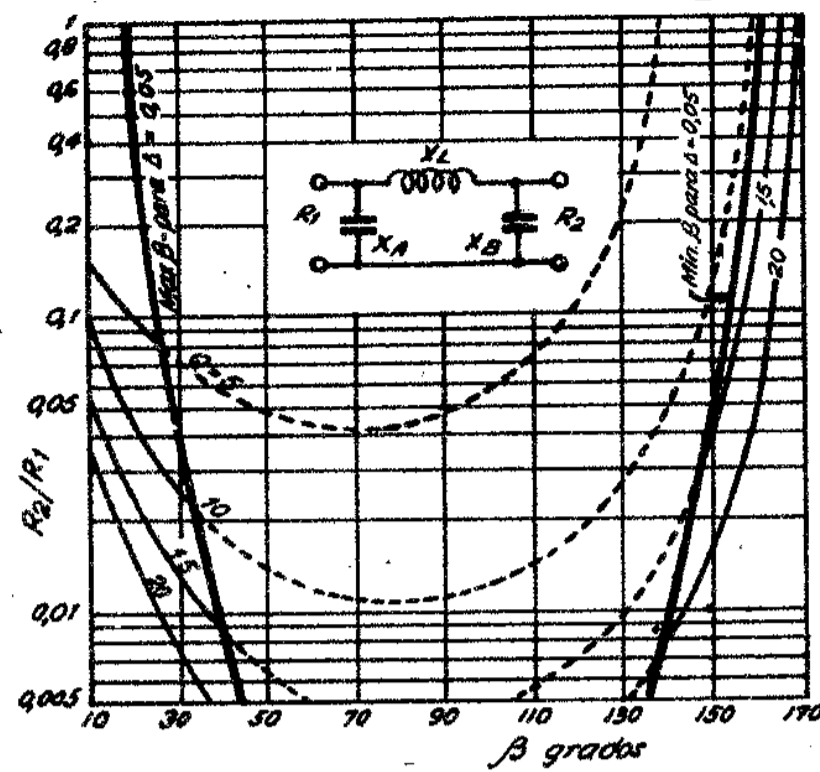


Fig. 19



$\Delta$  es el porciento aproximado de reactancia referida a  $X_L$  y reflejada en serie con  $R_1$  cuando  $R_2$  está desconectada.

Fórmulas generales:

$$(9) \quad X_A = \frac{R_1 R_2 \operatorname{sen} \beta}{\sqrt{R_1 R_2} - R_2 \cos \beta}$$

$$X_B = \frac{R_1 R_2 \operatorname{sen} \beta}{\sqrt{R_1 R_2} - R_1 \cos \beta}$$

$$X_C = \sqrt{R_1 R_2} \operatorname{sen} \beta$$

Cuando resulta reactancia negativa, se requiere capacidad; y cuando positiva, autoinducción.  $\beta$  es la diferencia de fase entre las tensiones de entrada y salida.

Caso 1º:  $\beta$  positivo: resulta para  $X_C$  una autoinducción y para  $X_B, X_A$ , autoinducción o capacidad.

Caso 2º:  $\beta$  negativo: resulta para  $X_C$  una capacidad.

Circuitos casi-resonantes: En las aplicaciones de circuitos acopladores a los amplificadores a válvula, suele ser conveniente, por razones de facilidad de ajuste, que la variación de la carga  $R_2$  entre infinito y el valor nominal, no introduzca gran reactancia en el circuito de entrada. Esto se obtiene cuando el circuito total está próximo a resonancia, en vacío. Limitando la desintonía a una reactancia igual a 0,05 de la  $X_L$  (en el caso de la figura 19), se debe elegir  $\beta$  menor de  $45^\circ$  o mayor de  $135^\circ$ . En cada caso, el valor aproximado de la calidad  $Q$  del circuito cargado se obtiene en las curvas para cada valor de  $\beta$  y de la relación  $R_2/R_1$ , lo que permite determinar el valor límite de las pérdidas inherentes al circuito para obtener un rendimiento dado.

Cuando no interesa la condición de casi-resonancia, las partes punteadas de las curvas permiten igualmente determinar la resistencia efectiva del circuito cargado, a fin de determinar el rendimiento del mismo.

CAPACIDAD DE DISCOS, ESFERAS O PLACAS PLANAS (dieléctrico de aire)

Para placas de superficie conocida, si  $S$  es la superficie de la placa, el diámetro equivalente es:  $d = 1,13 \sqrt{S}$

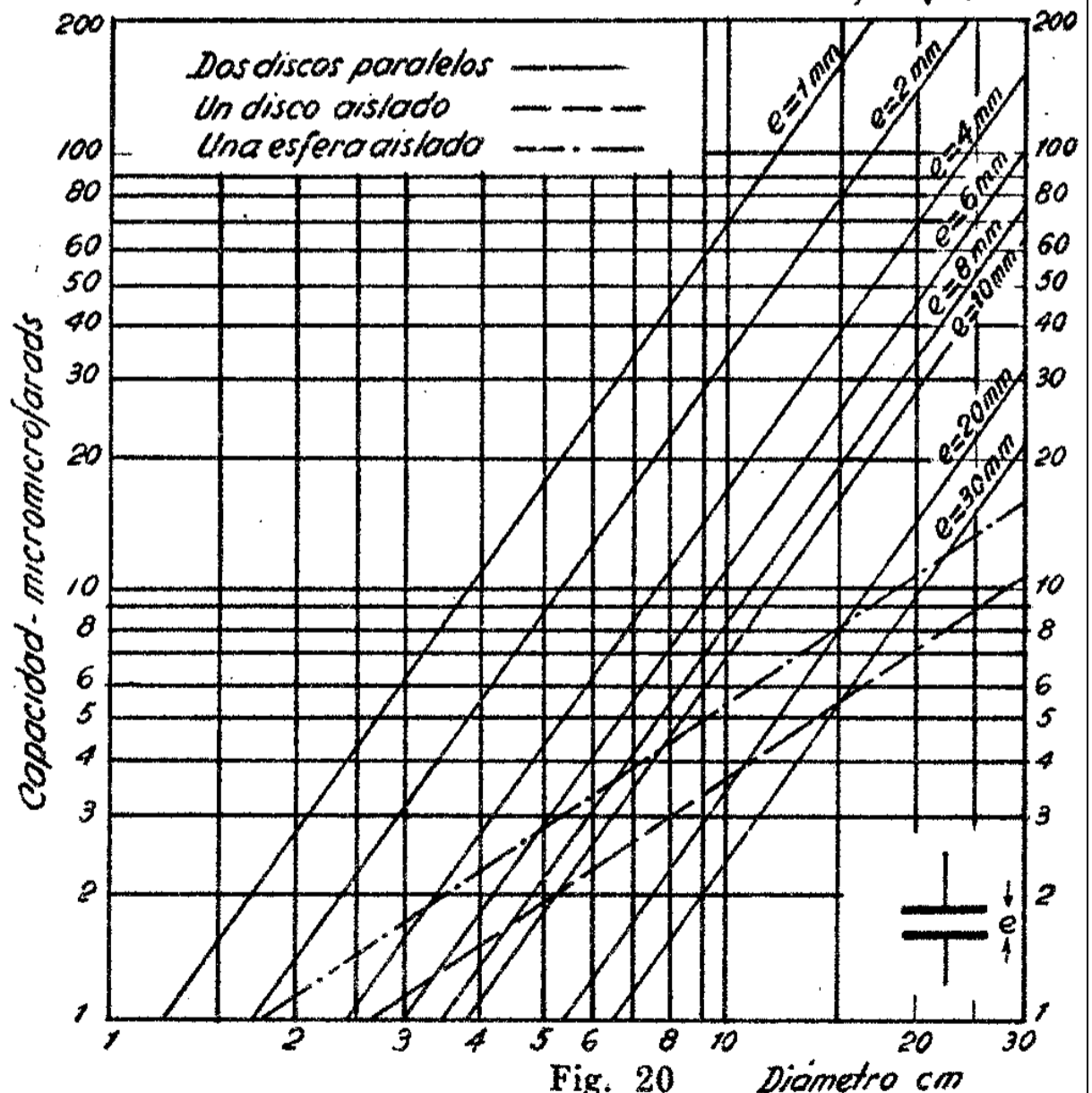
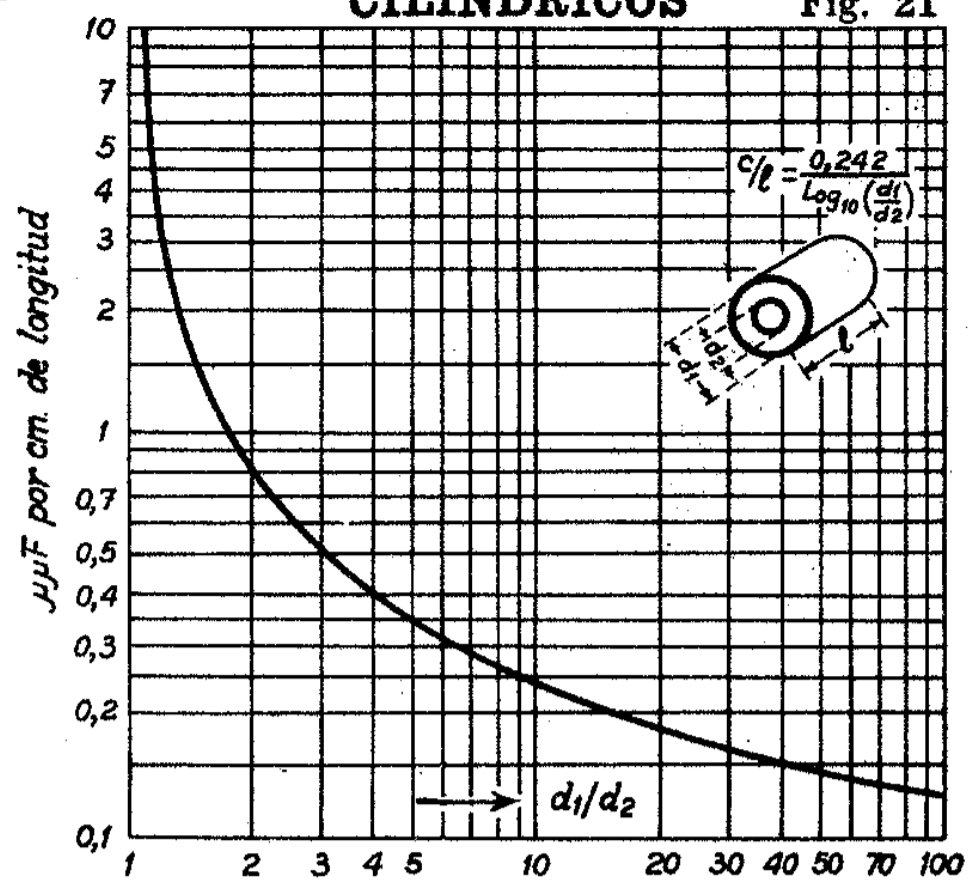


Fig. 20

Se supone que la separación  $e$  entre los electrodos es considerablemente menor que la menor dimensión de éstos.

Para el caso de dos discos el gráfico da solamente la capacidad mutua, sin tener en cuenta las capacidades a tierra.

**CAPACIDAD DE CONDENSADORES CILINDRICOS** Fig. 21



$d_1$  = diámetro interior del cilindro externo.  
 $d_2$  = diámetro exterior del cilindro interno.

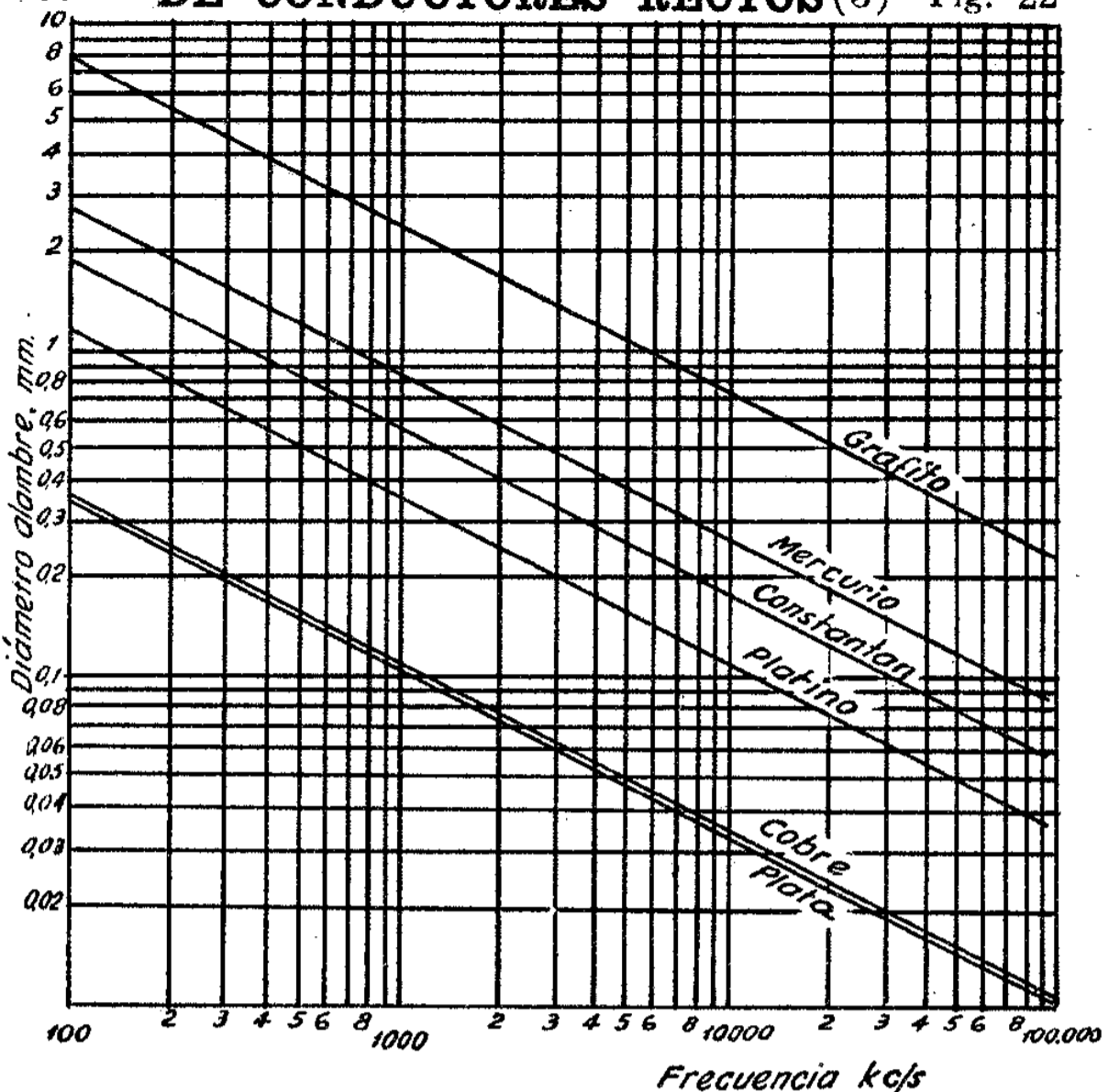
Ambos en la misma unidad: cm, mm, etc. Se supone dieléctrico de aire. La curva da la capacidad por cm de longitud, valor que debe multiplicarse por la longitud  $l$  de los cilindros para obtener la capacidad total.

En el gráfico se incluye la fórmula de cálculo.

Los valores obtenidos son únicamente válidos para la capacidad mutua de ambos cilindros. Si el externo no está conectado a tierra, su capacidad contra tierra puede producir efectos imprevistos de aparente aumento de capacidad cuando se usa el condensador para unir dos puntos "vivos".

**RESISTENCIA EN RADIOFRECUENCIA**

**DE CONDUCTORES RECTOS (3) Fig. 22**



Las curvas dan el máximo diámetro de conductor que puede usarse para que la resistencia efectiva no exceda en más de 1% a la resistencia en corriente continua.

Son válidas para conductores rectilíneos solamente.

Para que la resistencia efectiva no exceda en más de 10% a la resistencia en corriente continua, se multiplican por 1,78 los diámetros obtenidos con las curvas.

**ALAMBRES DE NICHROME ARROLLADOS EN HELICE (Temperaturas al aire) (16)**

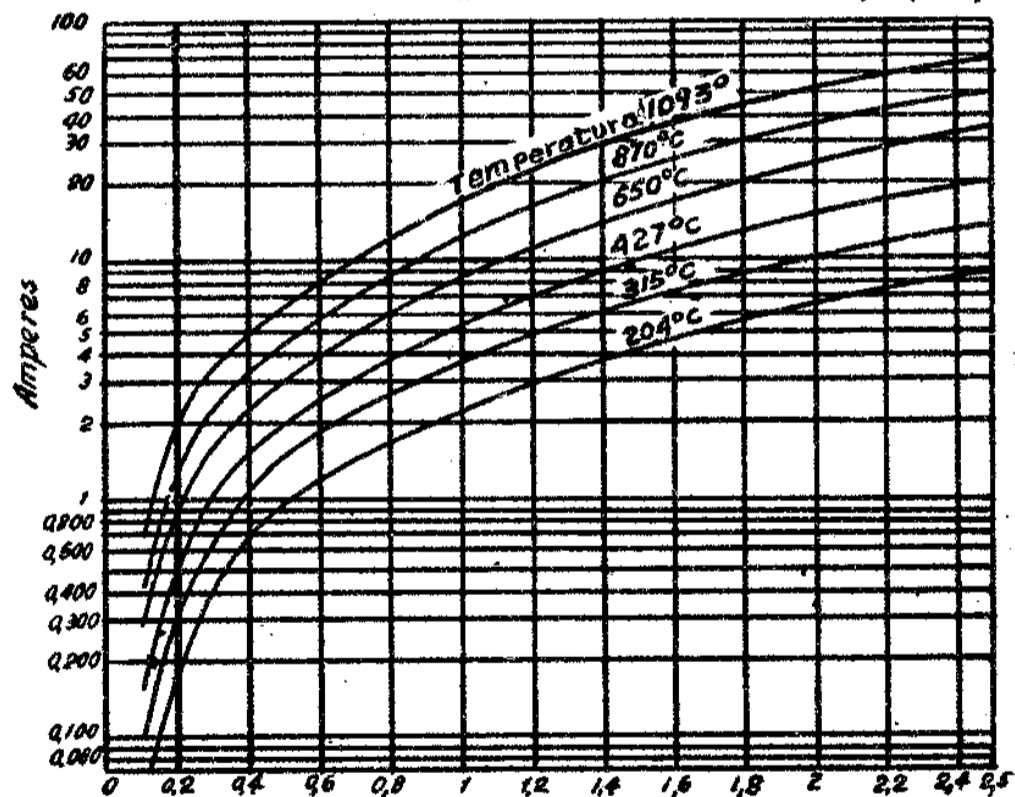


Fig. 23 Diámetro alambre, mm

Para resistencias arrolladas sobre formas de 1 a 5 mm de diámetro y abandonadas luego a su expansión natural.

Los valores se aplican en forma aproximada a otras disposiciones constructivas.

# ELEVACION DE TEMPERATURA (6-12-16) para distintas superficies metálicas

Aire en reposo. Radiación y convección natural

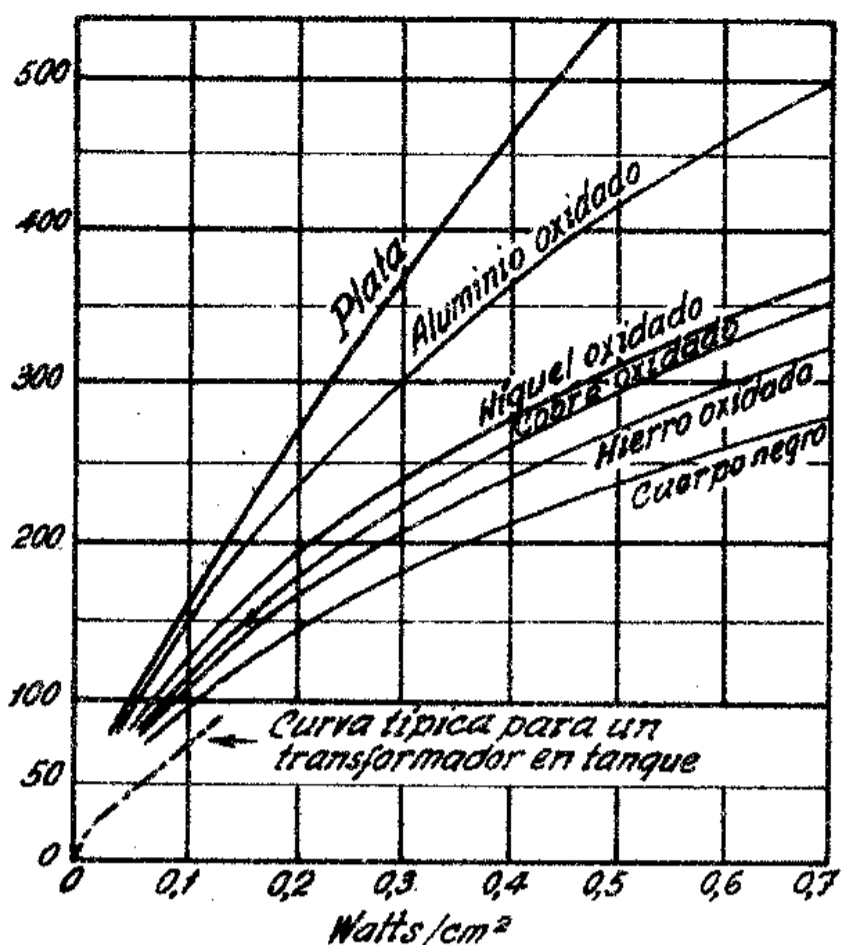
Dada la potencia disipada  $P$  y la superficie activa de enfriamiento  $S$ , las curvas dan la elevación de temperatura. ( $P$  en watts,  $S$  en cm cuadrados,  $\Delta t$  en grados centígrados). Para metales pulidos, una primera estimación puede hacerse con la fórmula  $\Delta t = 800$  a  $1000 P/S$ . Para metales oxidados, el coeficiente es del orden de 600. Esta estimación da una idea del valor de  $\Delta t$  para  $P/S$  hasta  $0,4$  a  $0,5$  watt/cm<sup>2</sup>.

Con ventilación forzada, el coeficiente se acerca a 170; para elementos encerrados y de escasa superficie, llega a 1300-1400.

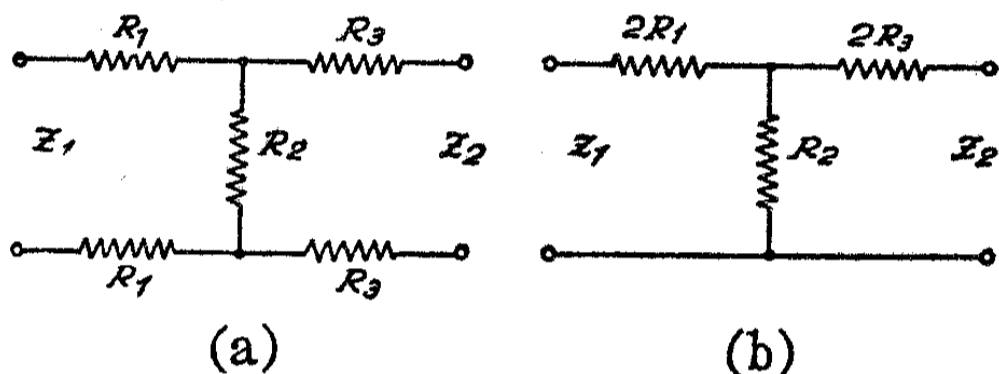
Refrigeración por agua, para transformadores

$$\text{Litros por minuto} = \frac{17,2 P_{kw}}{\Delta t \text{ } ^\circ\text{C}}$$

Fig. 24



## CALCULO DE ATENUADORES T o H



## VALORES DE LOS BRAZOS PARA ATENUACION DADA

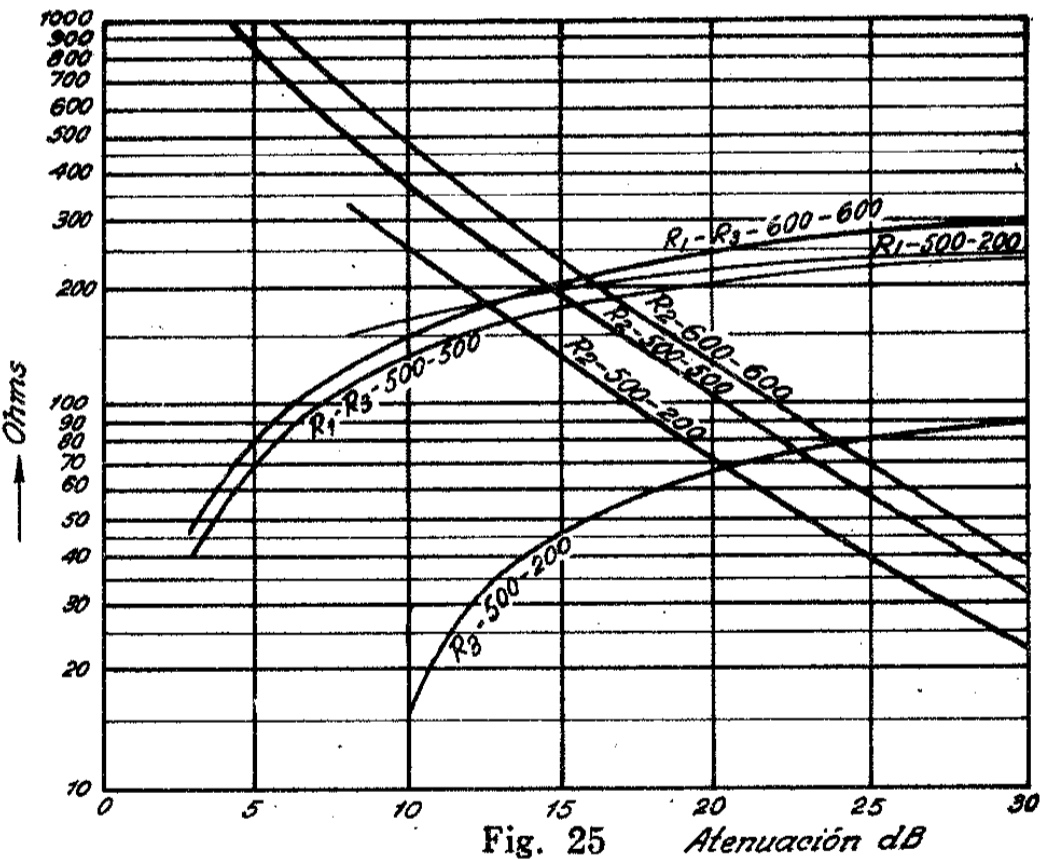


Fig. 25 Atenuación dB

## ATENUACION MINIMA PARA $Z_1$ y $Z_2$ DISTINTOS

(Pérdida de inserción de adaptadores)

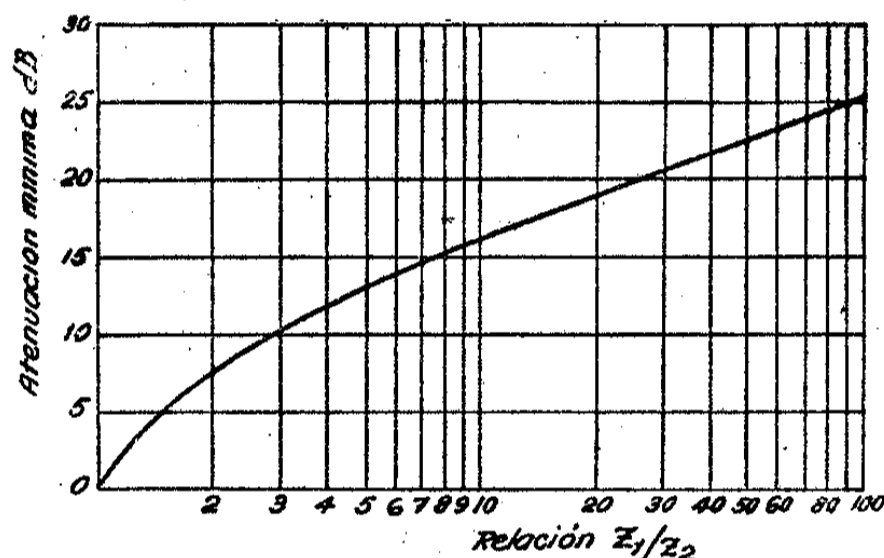


Fig. 26

Para atenuadores simétricos tipo H (Fig. 25 a) los valores de  $R_1$  y  $R_3$  son iguales; y se deducen de la figura de la página anterior conociendo la atenuación que deben producir (curvas  $R_1 - R_3$ ). Los correspondientes valores  $R_2$  se encuentran sobre otras curvas, que se indican con los mismos valores de resistencia de entrada y salida,  $Z_1$  y  $Z_2$ .

Para atenuadores tipo T se concentran las  $R_1$  sobre una misma rama y las  $R_3$  sobre otra. La  $R_2$  no altera. Las  $R_1$  y  $R_3$  deducidas de las curvas se multiplican por 2 (fig. b) si el atenuador se hace de este tipo.

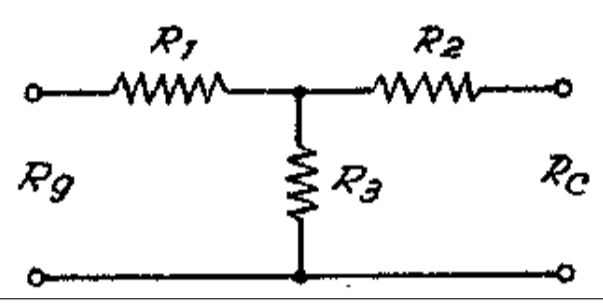
Para atenuadores que trabajan entre  $Z_1$  y  $Z_2$  distintos (adaptadores) la mínima pérdida posible para adaptación correcta se deduce del gráfico de esta página. Los valores para adaptar 500 a 200 ohms (que es uno de los casos más frecuentes) se pueden obtener de la figura 25 (c).

Tipo T general (resistencia del generador  $R_g$  y resistencia de carga  $R_c$ ): Dada la atenuación A en dB, se halla  $\alpha = 0,115 A$  (atenuación en nepers).

Valor de  $R_1$ :  $R_1 = 0,5 \left[ (R_g + R_c) \operatorname{th} \frac{\alpha}{2} + (R_g - R_c) \right]$

$R_2 = 0,5 \left[ (R_g + R_c) \operatorname{th} \frac{\alpha}{2} - (R_g - R_c) \right]$

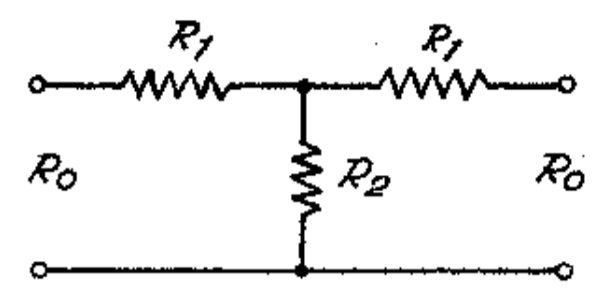
$$R_3 = \frac{R_g + R_c}{2 \operatorname{sh} \alpha}$$



Tipo T simétrico: Siendo  $\alpha$  como en el caso precedente:

$$R_1 = R_0 \operatorname{th} \frac{\alpha}{2}$$

$$R_2 = R_0 / \operatorname{sh} \alpha$$



Siendo, en ambos casos, th y sh la tangente y seno hiperbólicos que da la tabla de pág. 223.

- 73 - CALCULO DE TRANSFORMADORES DE ALIMENTACION

a) Estimación de la sección de núcleo.

La sección de núcleo puede variar dentro de límites relativamente extensos, resultando según los casos mayor o menor rendimiento y mayor o menor costo. El cálculo económico exige considerar los precios del hierro y del cobre, y resulta conveniente, para transformadores de potencia importante, realizarlo a continuación de dos o tres pre-diseños.

Desde el punto de vista constructivo, se pueden aplicar las siguientes fórmulas aproximadas, que permiten acercarse a las condiciones de máximo rendimiento (pérdidas primarias iguales a pérdidas secundarias; y pérdidas totales en el cobre iguales a pérdidas totales en el hierro).

$$\text{Sección de núcleo } S \text{ (cm}^2\text{)} = 24 \sqrt{\frac{P q}{f B \alpha}}$$

- Siendo {
- P, potencia en watts
  - q, densidad de corriente en los arrollamientos, en amp/mm<sup>2</sup>
  - f, frecuencia en ciclos/s
  - B, inducción máxima en miles de gauss
  - $\alpha$ , pérdidas en el hierro, en watts por kilogramo, a la inducción prefijada (fig. 32).

También puede utilizarse la fórmula siguiente, deducida con criterio distinto, y que corresponde en forma óptima a una determinada relación entre peso de hierro y peso de cobre:

$$S(\text{cm}^2) = 36 \sqrt{\frac{P}{f q B}} \left\{ \begin{array}{l} \text{igual nomenclatura} \\ \text{que en la fórmula} \\ \text{precedente.} \end{array} \right.$$

Para  $f = 50 \text{ c/s}$   $q = 2 \text{ amperes/mm}^2$  y  $B = 10.000 \text{ gauss}$  se puede aplicar la fórmula

$$S(\text{cm}^2) = 1,1 \sqrt{P(\text{watts})}$$

que es un promedio del resultado de las dos fórmulas anteriores, y que supone en la primera una pérdida en el hierro de 2 watts por kilogramo aproximadamente.

**Criterios de elección**

- 1° Si interesa obtener un transformador de buena regulación entre régimen de plena carga y funcionamiento en vacío, deben proyectarse bobinados de baja resistencia propia y de baja dispersión mutua. Esto exige que el espesor radial del carrete sea mucho menor que el lado menor de la sección del núcleo: se requiere gran sección de hierro, gran peso de hierro y baja pérdida propia del mismo (hierro de buena calidad). El diseño resulta en pocas espiras y baja inductancia propia. Este tipo de transformador suele presentar fuertes extracorrientes al conectarlo a la línea.
- 2° Si se desea un diseño con escasa corriente en vacío a costa de una regulación inferior, puede tolerarse mayor dispersión mutua, o sea, mayor espesor radial del carrete respecto del diámetro equivalente del núcleo. Esto permite núcleo de menor sección y menor peso, pudiendo usarse hierro de menor calidad. Resultan mayores números de espiras y aumenta el peso de cobre en forma que puede ser muy pronunciada.

**Longitud de circuito magnético:** Conviene conocerla para poder realizar pre-diseños rápidos. Para la nomenclatura de la figura 27, la longitud aproximada del circuito magnético es

$$l_h = 4a + 2(H + b)$$

y el volumen de hierro es

$$V_h = l_h S$$

siendo S la sección de la barra en el núcleo de columna (figura superior) o de la rama central en el núcleo acorazado (figura inferior).

**Transformadores con núcleo acorazado**

La sección se obtiene como se indicó precedentemente. La longitud de circuito magnético resulta comprendida entre

$$l_h = 4\sqrt{S} \quad \text{y} \quad l_h = 8\sqrt{S}$$

según las proporciones de núcleo. Una aproximación para pre-diseños es

$$l_h = 6\sqrt{S} \quad (S \text{ en cm}^2; l_h \text{ en cm})$$

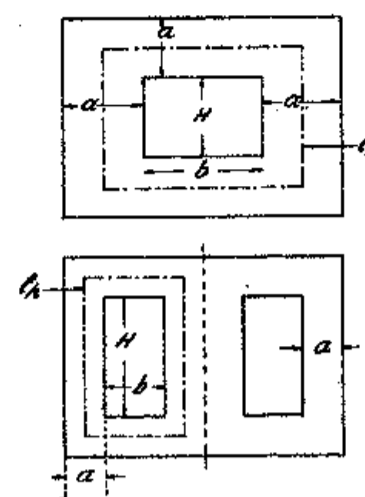


Fig. 27

Las proporciones aceptables de la ventana son

$$\frac{H}{b} = 1,5 \text{ a } 3$$

**Transformadores con núcleo a columnas, monofásicos**

La sección de núcleo puede obtenerse como para el caso anterior. La longitud del circuito magnético conviene de  $8\sqrt{S}$  a  $12\sqrt{S}$ .

Las proporciones aceptables de la ventana son

$$\frac{H}{b} = 2 \text{ a } 5$$

**Transformadores con núcleo a columnas, trifásicos**

La sección de la columna central, en transformadores de cierta potencia, se hace distinta de las exteriores para tener

en cuenta la diferencia entre las respectivas longitudes efectivas de circuito magnético. La corriente magnetizante en la bobina central es menor que en las exteriores, si las secciones de núcleo son iguales. En potencia moderada, el desequilibrio así introducido no es importante, mientras no se trabaje con altos valores de inducción.

La sección por rama puede estimarse con la fórmula

$$S(\text{cm}^2) = 15 \sqrt{\frac{Pq}{fBS}} \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{igual nomenclatura} \\ \text{que en el primer} \\ \text{caso.} \end{array} \right.$$

Las proporciones aceptables de la ventana son

$$\frac{H}{b} = 3 \text{ a } 7$$

**b) Espiras por volt: n**

$$n = \frac{N}{E_s} = \frac{22.500}{fBS} \quad \left\{ \begin{array}{l} f, \text{ en ciclos/s} \\ B, \text{ en miles de gauss} \\ S, \text{ en cm}^2 \end{array} \right.$$

Para  $f = 50$  c/s  $B = 10.000$  gauss, resulta

$$n = \frac{45}{S}$$

- c) Espiras primarias  $N_p = n \cdot E_p$
  - d) Espiras secundarias  $N_s = 1,05 \cdot n \cdot E_s$
- (  $E_p, E_s$ , tensiones en volts eficaces )

**e) Secciones de conductores \***

Primario:  $s_p = \frac{kP}{E_p q}$   $\left\{ \begin{array}{l} k, \text{ coeficiente que varía según} \\ \text{el uso del transformador, en-} \\ \text{tre 1,1 y 1,2.} \end{array} \right.$

Secundario:  $s_s = \frac{N_p}{N_s} s_p = \frac{I_s}{q}$   $\left\{ \begin{array}{l} q, \text{ en amperes por mm} \\ \text{cuadrado: el valor eficaz} \\ \text{de } I_s \text{ para casos de rectifi-} \\ \text{cadores se puede hallar en} \\ \text{la tabla de página 87.} \end{array} \right.$

\* La tabla 4 permite hallar los diámetros de alambre.

**f) Datos para pre-diseños**

Para una primera estimación de peso, tamaño y costo, fijando previamente la potencia P y la densidad de corriente q, y para transformadores de proporciones usuales, se pueden aplicar las siguientes fórmulas aproximadas:

**Peso de hierro G:**

Para núcleo acorazado .....	$G = 0,047 S^{3/2}$	} G en ki- logramos S en cm <sup>2</sup>
Para núcleo de columna (mo- nofásico) .....	$G = 0,071 S^{3/2}$	
Para núcleo de columna (tri- fásico) .....	$G = 0,133 S^{3/2}$	

Los valores de  $S^{3/2}$  se pueden obtener en la fig. 28.

**Peso de cobre: C**

Siendo  $N_p$  las espiras primarias, puede estimarse el peso total de cobre del transformador (monofásico) con la fórmula

$$C_{(\text{gramos})} = 1,08 N_p s_p \sqrt{S} \quad \left\{ \begin{array}{l} S \text{ en cm}^2 \\ s_p \text{ en mm}^2 \text{ (secc. alambre pri-} \\ \text{mario.} \end{array} \right.$$

**Caída relativa de tensión**

La fórmula que sigue permite estimar la caída de tensión producida por la resistencia del alambre (no incluye la dispersión magnética) y referida a la tensión en vacío del bobinado considerado.

$$\frac{\Delta E}{E} = \frac{23q}{fB\sqrt{S}} \quad \left\{ \begin{array}{l} q, \text{ en amperes por mm}^2 \\ f, \text{ en ciclos} \\ B, \text{ en miles de gauss} \\ S, \text{ núcleo, cm}^2 \end{array} \right.$$

$\Delta E$  es la caída absoluta y E la tensión en vacío. Para  $f = 50$  c/s y  $B = 10.000$  gauss resulta

$$\frac{\Delta E}{E} = 0,046 \frac{q}{\sqrt{S}}$$

Se supone que la espira media tiene una longitud 50 % mayor (aprox.) que el perímetro de la sección del núcleo. Para diseños con gran núcleo y poca ventana el valor así obtenido resulta en exceso del real.

74

75

76

77

### CALCULO GRAFICO DE $S^{3/2}$

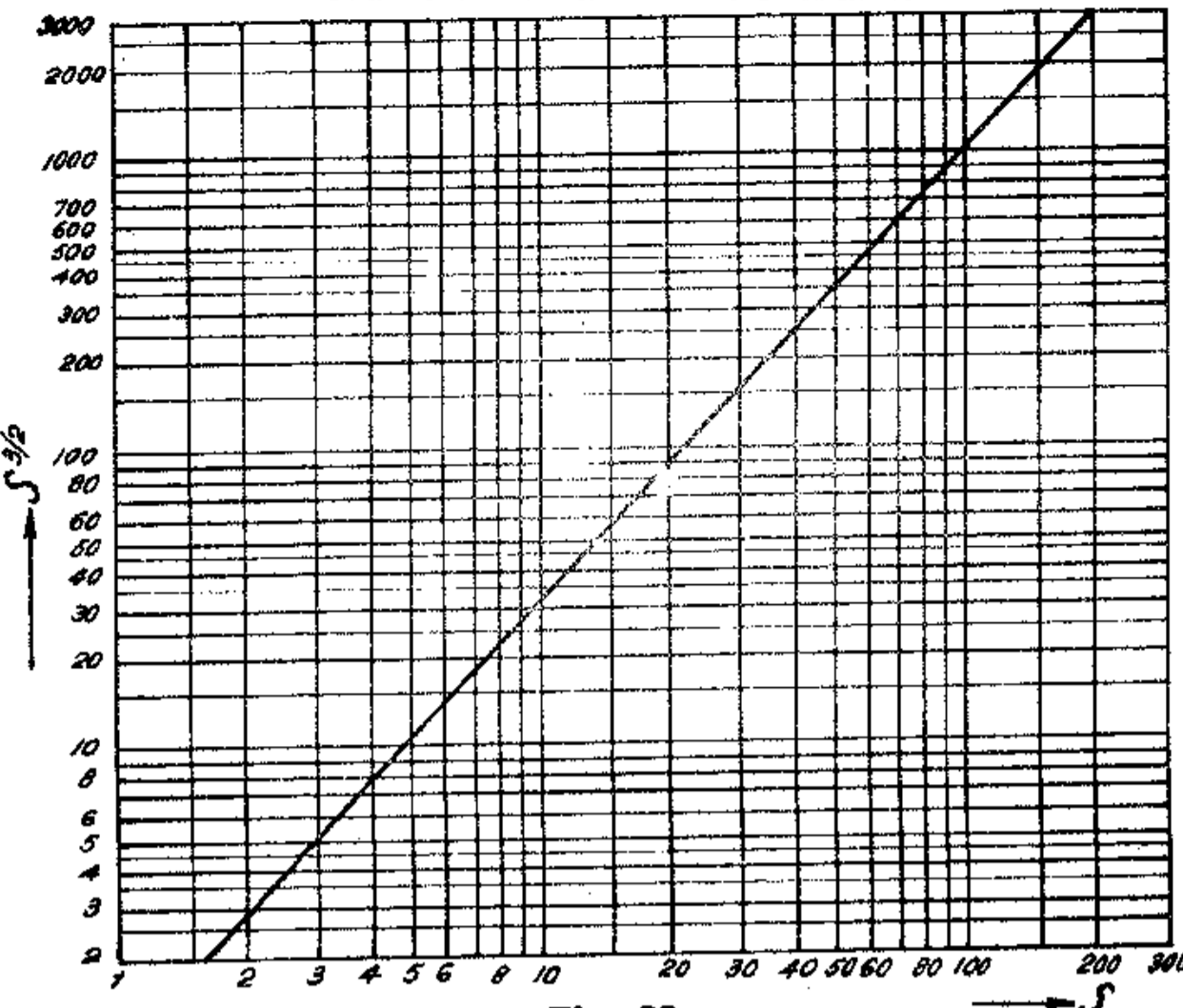


Fig. 28

Permite calcular groseramente los valores de la potencia  $s^{3/2}$ . Para cálculo exacto conviene el uso de logaritmos.

#### Pérdidas en el cobre

Para  $f = 50$  ;  $B = 10.000$

$$\text{watts} = 0,09 \frac{q^2 s_p E_p}{\sqrt{S}} \left\{ \begin{array}{l} q, s_p \text{ y } S, \text{ como en las fórmulas precedentes} \\ E_p, \text{ tensión primaria} \end{array} \right.$$

#### Pérdidas en el hierro:

$P_h = mG$  ( $G$ , peso de hierro en kilogramos),  $m$  es el coeficiente de pérdida total, que depende del espesor y terminación de las chapas, de la inducción y de la frecuencia. En las tablas de materiales magnéticos (pág. 82) se encuentran valores ilustrativos (según los casos, de 0,9 a 5 watts por kg, para  $f = 50$  y  $B = 10$  kilogauss). Más datos en figura 32.

#### Pérdidas en el cobre:

$$P_c = R_p I_p^2 + R_s I_s^2$$

$R_p, R_s$ , resistencia de primario y secundario en ohms: se obtienen del número de espiras y de la sección de conductor con la ayuda de la tabla 4;  $P_c$  resulta en watts.

$$I_p = \frac{1,2 P}{E_p}$$

$$I_s = \frac{P}{E_s}$$

corrientes primaria y secundaria, en amperes, para factor de potencia del transformador cargado, próximo a 0,8

#### Montaje Scott

(16)

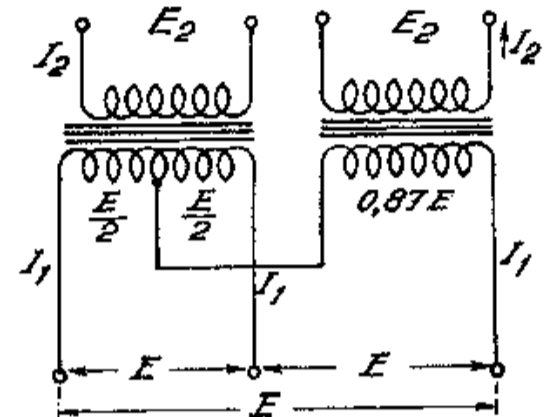


Fig. 29

$$P_{VA} = 1,73 E \cdot I_1 = 2 E_2 I_2$$

Si  $E_2 = E$

$$P_{VA} = 2 E I_2$$

$$I_1 = \frac{2}{1,73} I_2 = 1,15 I_2$$

$$I_2 = 0,866 I_1$$

Transforma tensión trifásica en bifásica.

### ELECTROIMANES EN HERRADURA (5-6)

$B, H$ , inducción y campo magnético en el hierro (gauss y gilberts/cm).

$S$ , sección activa (doble de la sección polar) ( $\text{cm}^2$ );  $e$ , entrehierro en cm (para un solo polo);  $NI$ , amperes-espiras.

Sin entrehierro. Fuerza portante  $F_{kg} = \frac{B^2 S}{8 \pi} \times 1,02 \cdot 10^{-8}$

Con entrehierro apreciable. Fuerza atractiva

$$F_{kg} = \left( \frac{NI}{c} \right) \pi S \times 0,51 \cdot 10^{-8}$$

Se supone que hay igual entrehierro sobre ambos polos en la fórmula,  $e$  representa la mitad del entrehierro total existente, o sea la distancia entre el imán y la armadura.

Nº	Potencia kVA (primario)	Nº de fases	Frec. f c/s	Sección núcleo cm <sup>2</sup>	Ventana		Corriente primaria I <sub>p</sub> (amperes)		Tensión primaria entre fases	Espiras primarias (por columna) N <sub>p</sub>	
					Altura H (cm)	Ancho b (cm)	En vacío	En carga			
1	0,075	1	50	16*	4,1	1,6	0,92	2,7	92,5	298	
2	1,00	1	42	34†	25	6,3	0,34	9,1	3000	2484	
3	15	1	42	86‡	49	10	5,1	68	3000	864	Refrigeración por aire
4	25	1	42	133‡	60	12,5	8,5	227	3000	756	
5	75	3	50	177†	70	15	15	350	3000	611°	
6	0,08	1	50	12*	4,8	1,6	—	—	220**	825	
7	0,80	1	50	36‡	13	7	—	—	380**	590	
8	3,20	3	50	64†	22	7	—	—	380**	205°	
9	4,00	3	50	42‡	19	6	—	—	380	241°	
10	5,1	3	50	51	33	6,9	0,21	14,8	15000	8940	Refrigeración por aceite
11	12,8	3	50	72	40	7,5	0,52	37	15000	6020	
12	40	3	50	113	50	8,4	1,64	116	15000	3620	
13	30	2	50	150	30	18	—	—	380**	79°	

\* Núcleo acorazado; † núcleo a columnas; ° bobinados en estrella.  
 \*\* Secundario para rectificador.

### TABLA 14. — MATERIALES MAGNETICOS (5-10-13-16)

MATERIAL	Fuerza coercitiva gilberts/cm.	Magnetismo remanente (gauss)	Permeabilidad máxima μ máx.	Inducción de saturación (gauss)	Peso específico gr/cm <sup>3</sup>
Hierro electrolítico.....	2,83	11.400	1.850	21.620	7,85
Hierro laminado recocido.....	1,30	9.400	3.270	20.500	—
Acero blando.....	1,51	10.600	3.550	21.420	—
Acero al tungsteno.....	64,0	9.600	105	13.600	7,9
Acero al cromo.....	64,0	9.000	94	12.600	7,9
Acero al cobalto (15 %)......	192,0	8.000	—	—	8,0
Acero al silicio.....	—	—	aprox. 7.000	21.000	7,5

### MATERIALES MAGNETICOS COMERCIALES (5-10-13-16)

MATERIAL	Fuerza coercitiva gilberts/cm.	Magnetismo remanente (gauss)	Permeabilidad máxima μ máx.	Inducción de saturación (gauss)	Peso especí. gr/cm <sup>3</sup>	Coefficiente de histéresis (Steinmetz)	Pérdidas con B = 10.000 g f = 50 c/s chapa 0,35mm. watts/kg
Permalloy.....	0,06	—	{ 60.000 105.000 490.000	{ 8.000 10.700	—	—	—
Permalloy especial.....	—	—	—	—	—	—	—
Armco Electric.....	—	—	—	21.000	7,7	3,8 × 10 <sup>-4</sup>	2,08
Armco TranCor 1.....	—	—	6.650	19.800	7,5	6 × 10 <sup>-4</sup>	1,35
Armco TranCor 6.....	—	—	9.600	19.300	7,5	4 × 10 <sup>-4</sup>	0,93
Acero al carbono 1 %....	48	8.600	—	—	—	—	—
Acero al cobalto-tungsteno-cromo.....	240	9.600	—	—	—	—	—
Alnico V.....	550	12.500	—	—	7	—	—

# CURVAS DE MAGNETIZACION DE MATERIALES TÍPICOS

(5-13-16)

Permeabilidad magnética:  $\mu = B/H$

Energía por unidad de volumen:  $\frac{BH}{8\pi}$  (ergs)

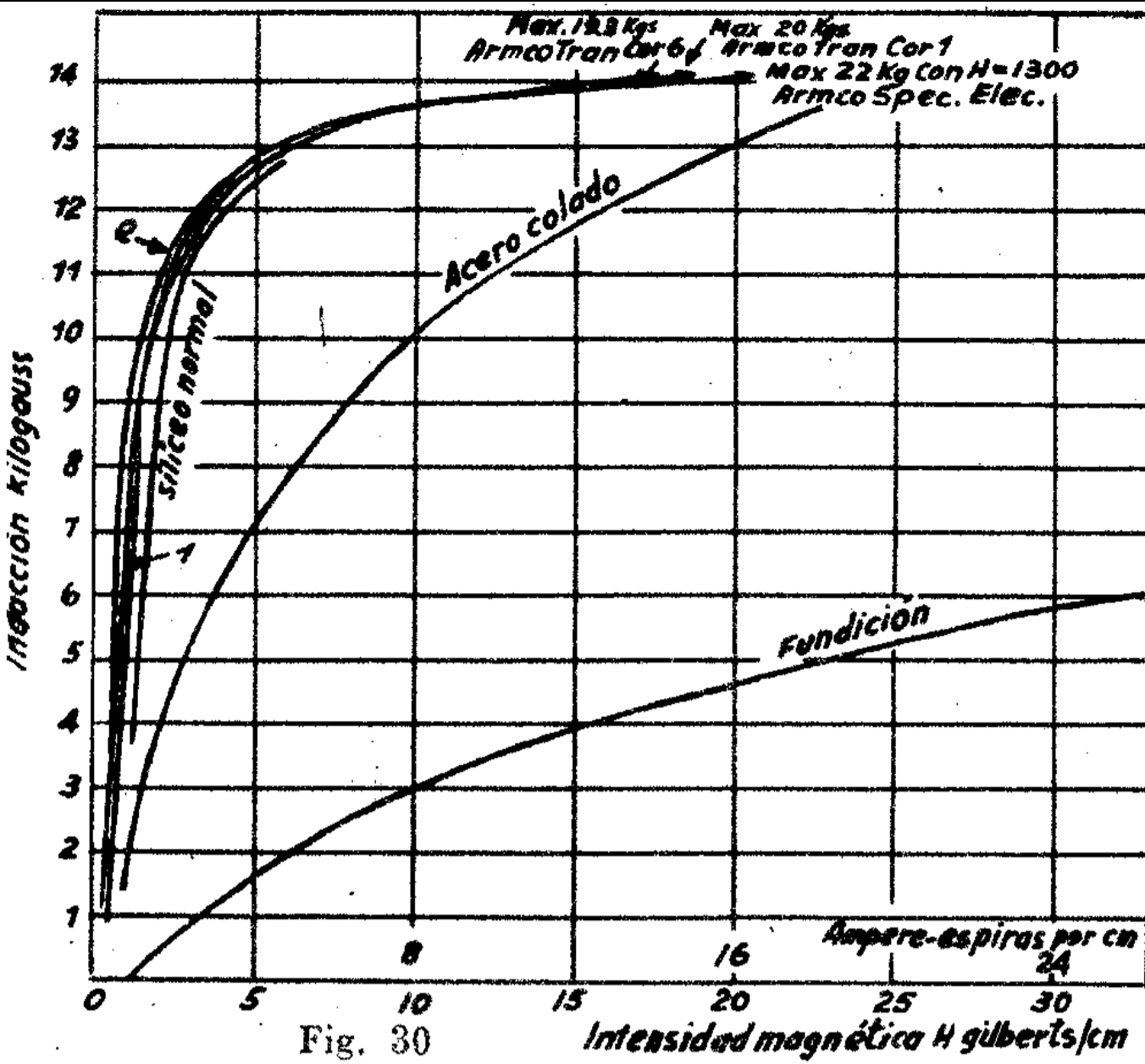


Fig. 30

-83-

# CURVAS DE INDUCCION A BAJAS INTENSIDADES MAGNETICAS

(6-10-16)

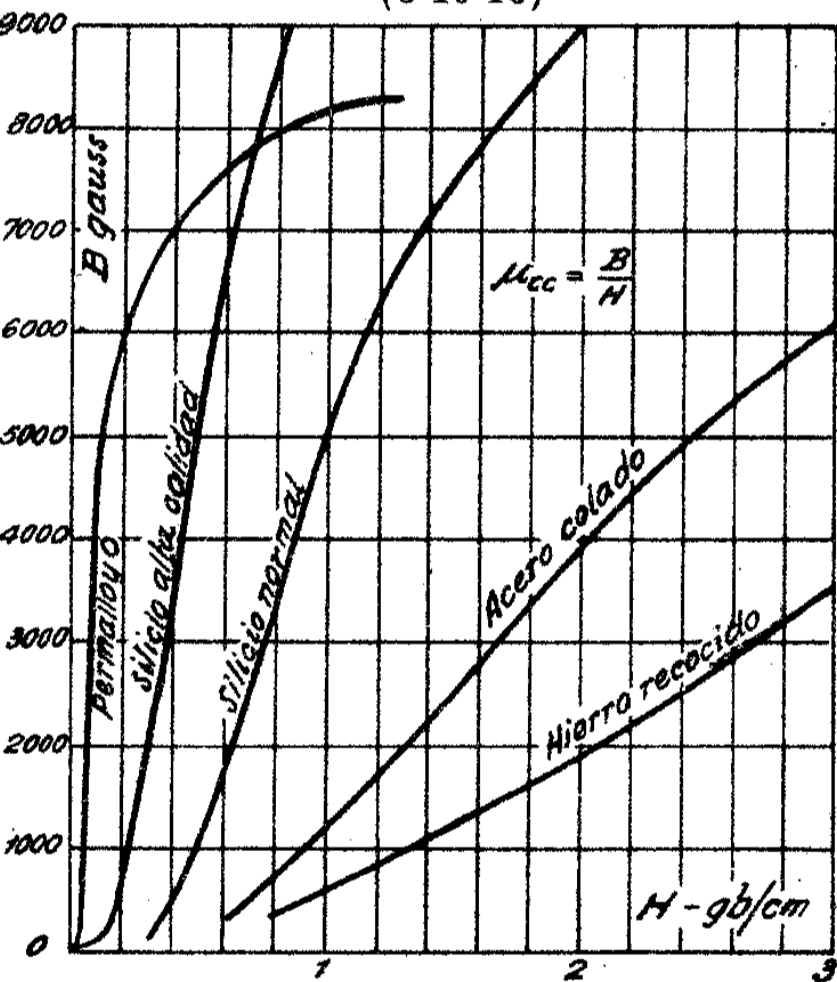


Fig. 31

# PERDIDAS EN HIERROS SILICEOS DE ALTA CALIDAD (7-13-16)

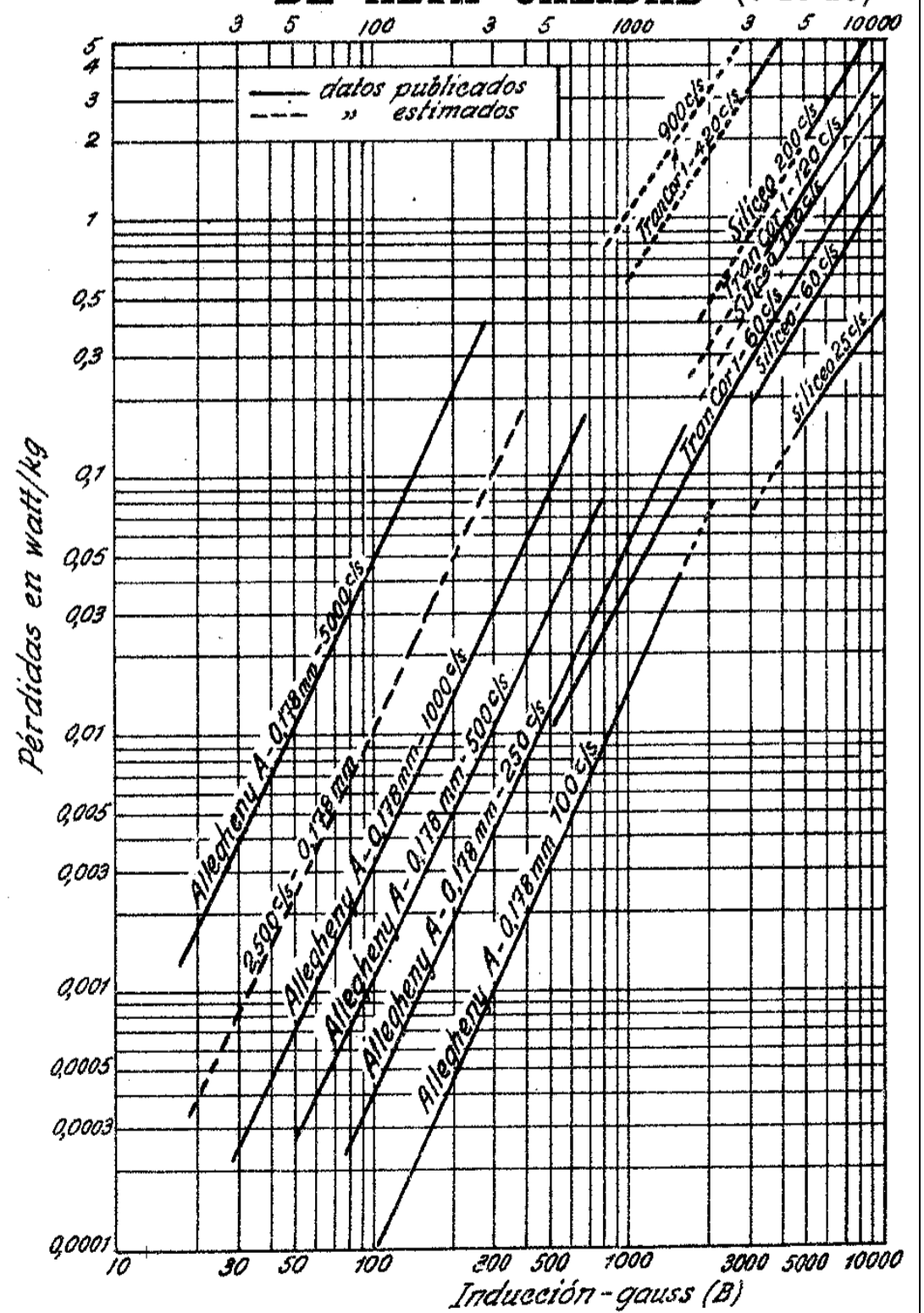


Fig. 32

(Ver pág. 86)

-84- -85-

### Aclaraciones a fig. 32.

Permiten calcular pérdidas en transformadores de alimentación y audiofrecuencia de bajo y alto nivel, y en bobinas con núcleo para filtros.

Salvo indicación especial, las curvas se refieren a espesores de chapa próximos a 0,35 mm. Las pérdidas varían con el espesor, más o menos en la misma relación que con la frecuencia. Por ejemplo: al duplicar el espesor, el aumento en la pérdida es próximo al que se produce al duplicar la frecuencia. Esta aproximación es especialmente válida para B menor que 100 gauss.

— 86 —

### TABLA DE CIRCUITOS RECTIFICADORES

(Ver pág. 88) (24-27)

	TIPO DE RECTIFICADOR			
	Monofás. onda completa (fig. a)	Monofás. puente (fig. b)	Trifásico media onda (fig. c)	Trifásico onda completa (fig. d)
Tensión eficaz del transformador, por rama, ( $E_a$ )..	1,11E	1,11E	0,855E	0,428E
Máxima tensión inversa....	3,14E	1,57E	2,09E	1,05E
Frecuencia fundamental de zumbido en la corriente rectificadora ( $f_z$ ).....	2f	2f	3f	6f
Amplitud de la tensión de zumbido a la entrada del filtro:				
A la frecuencia $f_z$ .....	0,667E	0,667E	0,25E	0,057E
A la frecuencia $2f_z$ .....	0,133E	0,133E	0,057E	0,014E
A la frecuencia $3f_z$ .....	0,057E	0,057E	0,025E	0,006E
Fracción de la corriente rectificadora que entrega cada anodo.....	0,500	0,500	0,333	0,333
Corriente eficaz por rama del transformador y por válvula.....	0,707 I	0,707 I	0,577 I	0,816 I
Factor de utilización del primario del transformador en potencia.....	0,900	0,900	0,827	0,955
Factor de utilización de cada secundario del transformador en potencia.....	0,637	0,900	0,675	0,955

E, I, tensión y corriente continua de salida. No se consideran las caídas de tensión en el transformador y en el rectificador. Se supone que el filtro que sigue al rectificador tiene entrada a inductancia suficientemente alta.

(Ver págs. 89-123)

— 87 —

# FILTROS PARA RECTIFICADORES

(Ver pág. 123)

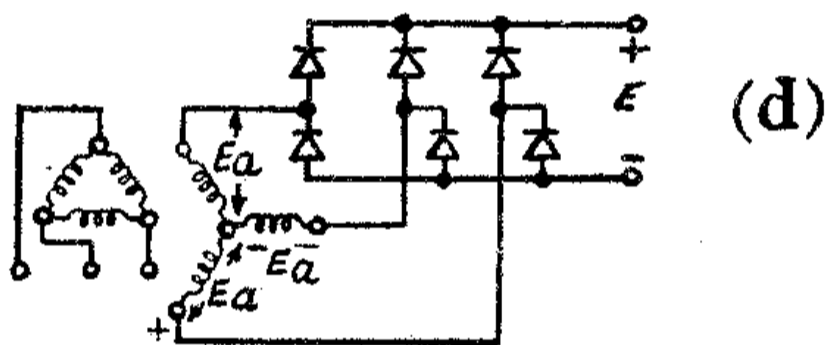
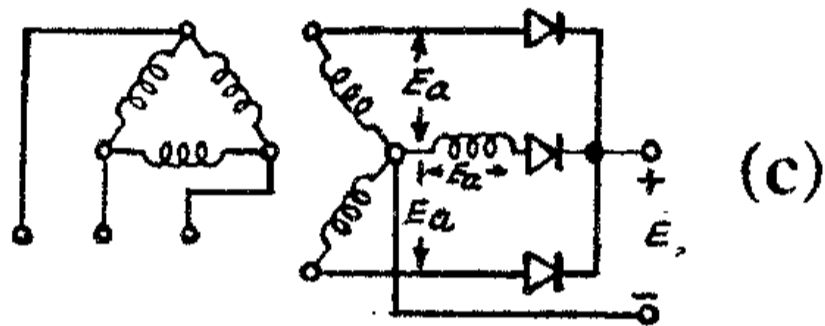
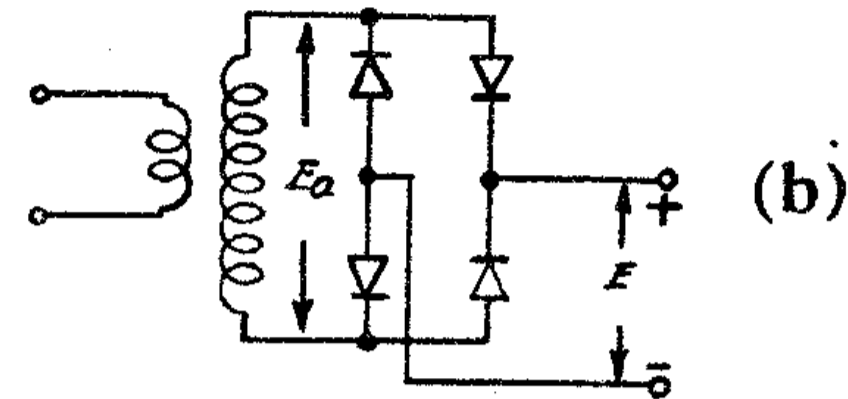
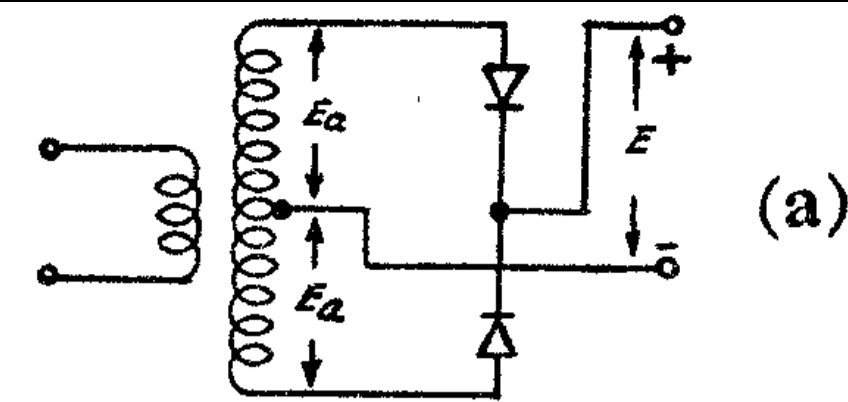


Fig. 33  
(Ver pág. 87)

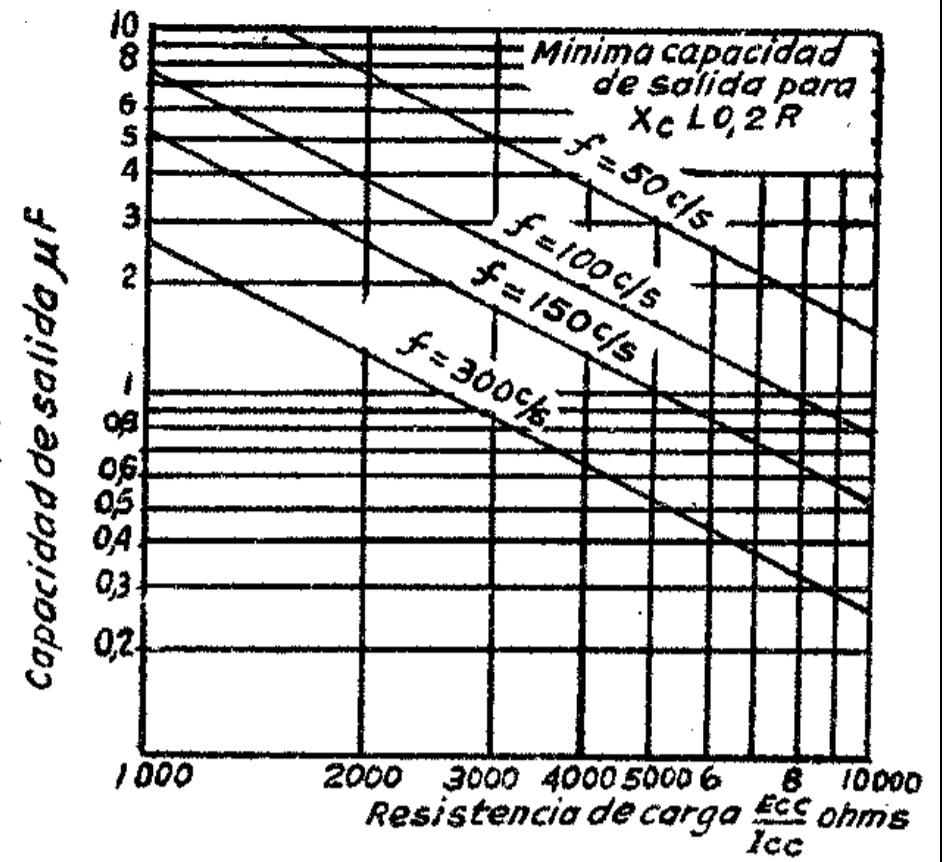


Fig. 34  
Capacidades de salida mínimas en función de la resistencia de carga.

Factor de reducción de zumbido de una sección simple LC (para reactancia inductiva cinco o más veces mayor que la reactancia capacitiva).

$$(13)$$

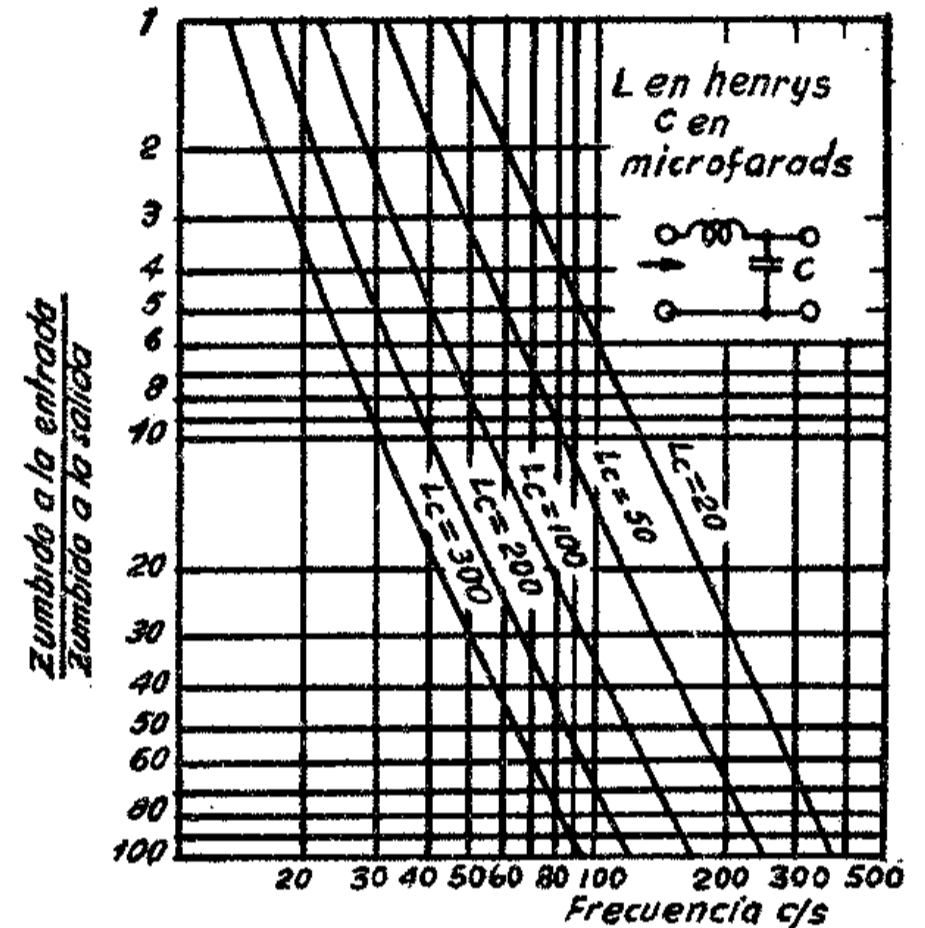
La tensión de zumbido a la entrada de un filtro con entrada por inductancia, se obtiene de la tabla de página 87.

La mínima inductancia de entrada a usar es:

$$(25)$$

$$L_{min} = \left( \frac{E_a}{I_m} \right)^2 \cdot C_1 \cdot 10^{-6}$$

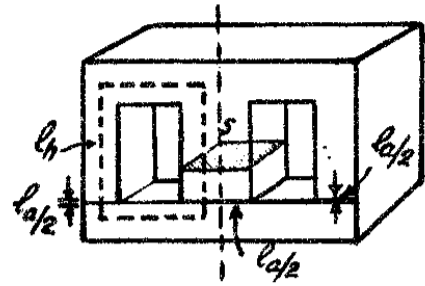
$L_{min}$ , en henrys;  $E_a$  tensión alternada por rama del transformador;  $I_m$  cresta máxima de corriente tolerada por la válvula rectificadora en amperes;  $C_1$  primer condensador de filtro en microfarads.



# DISEÑO DE INDUCTANCIAS DE FILTRO

(Ver pág. 124)

El proyecto de inductancias de filtro puede hacerse en forma satisfactoria con fórmulas aproximadas. Dado que deben llevar un entrehierro en el circuito magnético, a fin de evitar la saturación del núcleo con la corriente continua circulante (que es mayor que la ondulación o corriente alternada superpuesta), y puesto que una pequeña longitud de aire tiene mayor reluctancia que una longitud mucho mayor del material magnético que se usa para el núcleo, es lícito utilizar una fórmula correspondiente a un determinado tipo de material magnético, para otros materiales magnéticos que no sean muy diferentes, siempre que el entrehierro no sea muy pequeño.



Para entrehierro igual a  $0,003 \times$  longitud del circuito magnético, puede diseñarse una inductancia de filtro con

un determinado tipo de material magnético, para otros materiales magnéticos que no sean muy diferentes, siempre que el entrehierro no sea muy pequeño.

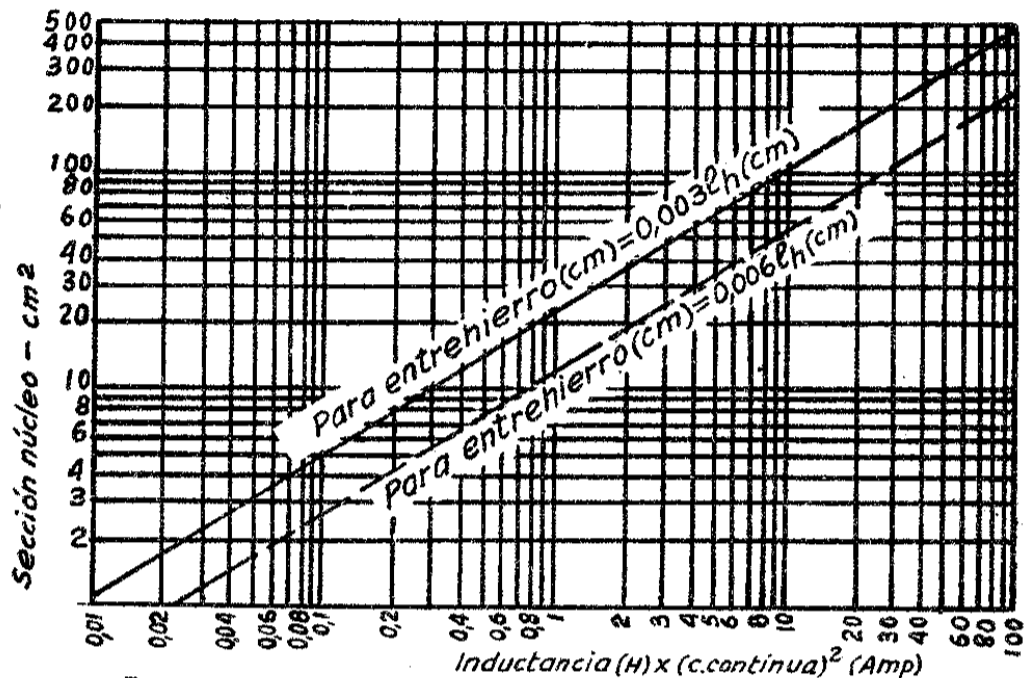


Fig. 36. — (a) Determinación de la sección de núcleo.

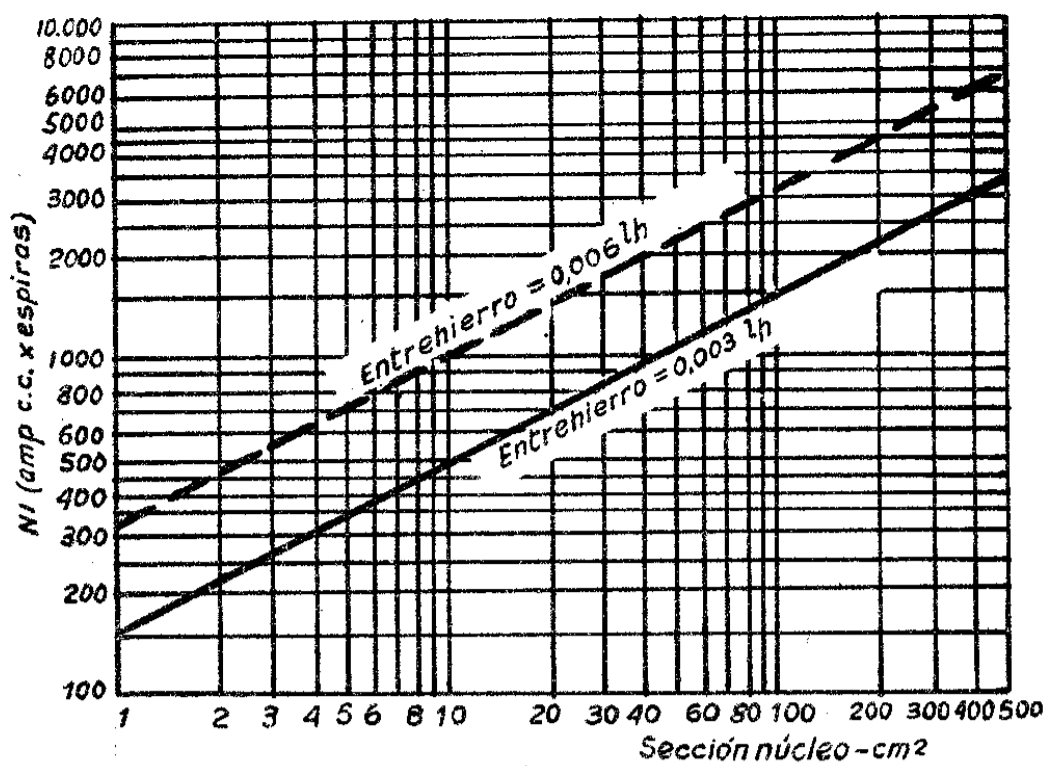


Fig. 37. — (b) Determinación de los amperes-vueltas. Las espiras N se obtienen dividiendo este valor por la corriente continua I.

las curvas llenas que se indican, que se refieren a núcleos de proporciones usuales, en los cuales se tiene aproximadamente

$$l_k = 6 \sqrt{S} \text{ a } 8 \sqrt{S}$$

Para entrehierro igual a  $0,006 l_h$  se utilizan las curvas punteadas. Según conveniencia económica o de espacio, se elige uno u otro tipo de diseño.

## CIRCUITOS MAGNETICOS

(Ver pág. 127)

### Nomenclatura:

- $l_h$  = longitud del circuito de material magnético, cm.
- $l_a$  = longitud del entrehierro cm.
- $\Phi$  = flujo magnético en todo el circuito (igual en el hierro y en el entrehierro) (valor de cresta).
- NI, amperes-espiras que excitan el circuito (I en valor de cresta).
- B, inducción en el circuito magnético (cresta).
- H, intensidad de campo magnético en el hierro (cresta).
- S, sección del circuito magnético, en  $\text{cm}^2$ .
- $\mu$ , permeabilidad magnética.
- L, inductancia.
- R, reluctancia del circuito magnético o de una parte de él:  $R_h$ , del hierro;  $R_a$  del entrehierro.

$$\Phi = BS \quad (\Phi \text{ en maxwells, B en gauss})$$

$$B = \mu H \quad (B \text{ gauss; H gilbert/cm})$$

$$H \text{ gb/cm} = 1,25 \frac{NI}{l_h + \mu l_a} \quad (\text{en el hierro})$$

$$R_h = \frac{l_h}{\mu S} \quad (\text{oersteds}) \quad R_a = \frac{l_a}{S} \quad (\text{oersteds})$$

$$\Phi = \frac{1,25 NI}{R_h + R_a} \quad (\text{maxwells})$$

Si se aplica a las N espiras una tensión alternada de valor eficaz E y frecuencia  $f = \omega/2\pi$ , la inducción que se crea es (valor de cresta)

$$B \text{ gauss} = \frac{1,4 \times 10^8 E}{N \omega S}$$

La inductancia de N espiras es

$$L = \frac{N \Phi}{I} 10^{-8} = \frac{1,25 \cdot 10^{-8} \mu S N^2}{l_h + \mu l_a} \quad (\text{henrys})$$

## DISEÑO DE INDUCTANCIAS SIN CORRIENTE CONTINUA CIRCULANTE

(Aplicable a transformadores de audiofrecuencia con compensación de corrientes continuas en el primario y sin componente continua en el secundario).

Deben cumplirse las siguientes condiciones:

$$(1) B_{(\text{gauss})} = \frac{10^8 E}{N \omega S} \quad \left\{ \begin{array}{l} E = \text{cresta tensión alternada} \\ \omega = 2\pi f \\ S = \text{sección de núcleo en cm} \\ \text{cuadrados} \\ N = \text{espiras a las cuales se aplica E} \end{array} \right.$$

$$(2) L_{(\text{henrys})} = \frac{1,25 \cdot 10^{-8} N^2 S}{\frac{l_h}{\mu} + l_a} \quad \left\{ \begin{array}{l} l_h, \text{ circuito magnético, en cm} \\ \mu, \text{ permeabilidad correspondiente a B de (1)} \\ l_a, \text{ entrehierro en cm} \\ \text{Demás símbolos como en (1)} \end{array} \right.$$

De (1) y (2) se deduce:

$$(3) N = \frac{LB \omega}{k E} \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{Si resulta S muy grande y N pequeña puede reducirse S manteniendo NS constante, con lo cual aumenta L. El valor máximo admisible para ésta depende de la dispersión (ver más adelante).} \end{array} \right.$$

$$(4) S = \frac{L \cdot 10^8}{k N^2}$$

siendo  $k = \frac{1,25 \mu}{l_h + \mu l_a}$  (5) (ver sección subsiguiente, pág. 97).

COMPORTAMIENTO TIPICO DE HIERROS SILICEOS (16-27)

con magnetización alternada y continua superpuestas

Curvas de permeabilidad incremental a 60 c/s  
(Para núcleos normales con chapas entrecruzadas)  
— Allegheny "A" para transf. de audiodfrecuencia (alta calidad)  
--- " " para máquinas eléctricas

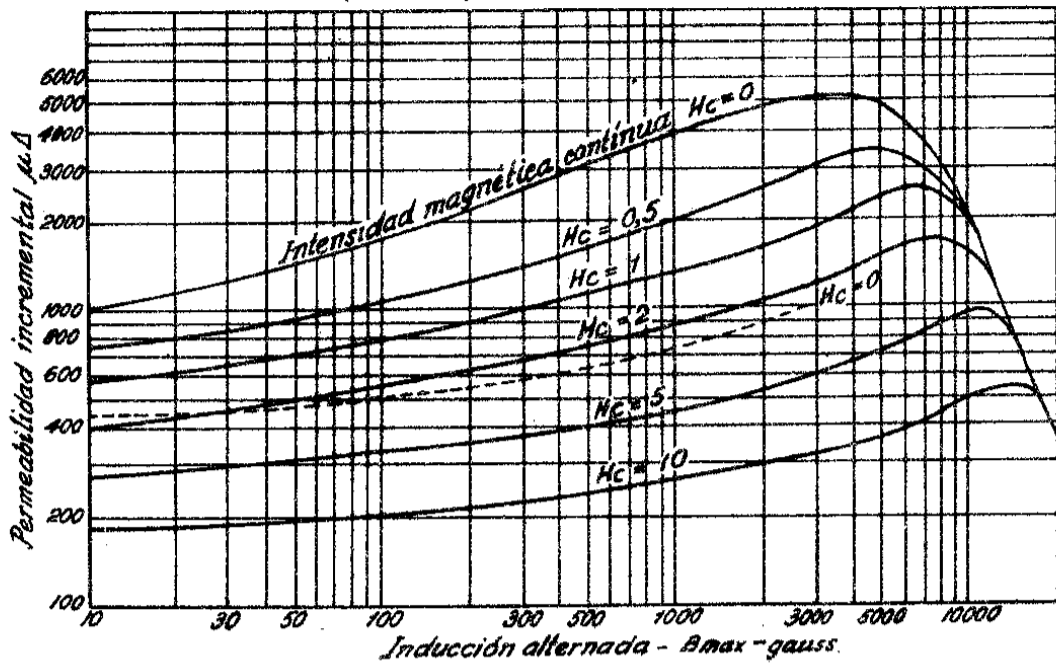


Fig. 38

Las curvas para  $H_c = 0$  corresponden a inducción alternada pura

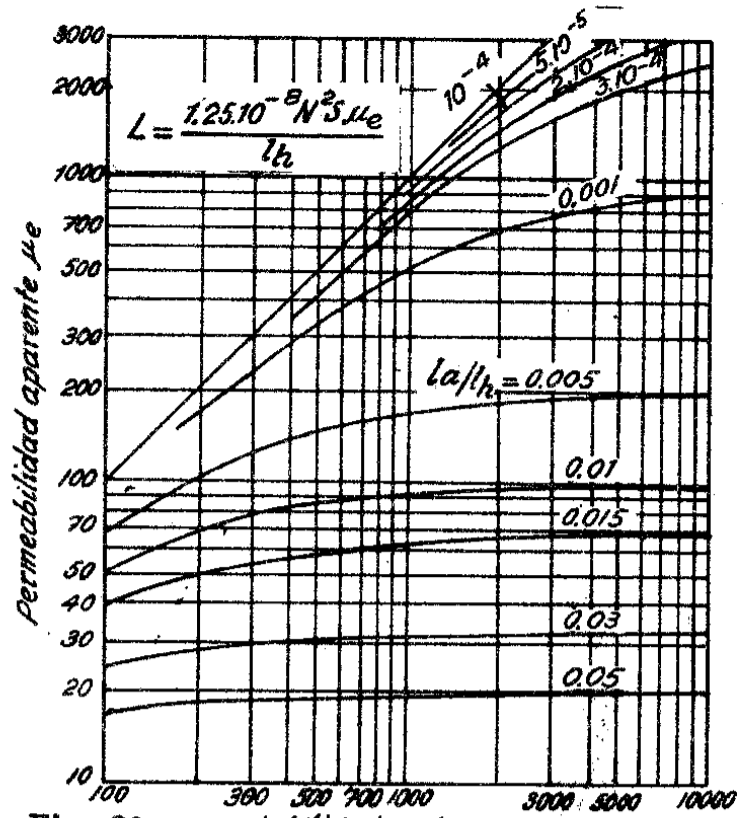


Fig. 39 Permeabilidad real del hierro -  $\mu$

Permite utilizar la fórmula usual incluida en la figura, inclusive en casos de circuito magnético con entrehierro  $l_a$ . Resulta  $L$  en henrys siendo  $N$  espiras,  $S$  sección efectiva de hierro,  $cm^2$ ;  $l_h$  longitud del circuito magnético,  $cm$ ;  $l_a$ , longitud del entrehierro,  $cm$ .

Para transformadores pequeños, sin entrehierro intencional, con chapas entrecruzadas, de hierro silíceo, el valor de  $l_a/l_h$ , por efectos de terminación superficial de hierro e imperfecciones de juntas, es del orden de 0,005 a 0,001. Este valor se reduce para transformadores grandes, aunque no suele bajar de 0,0002 a 0,0005.

DETERMINACION DE L PARA AMPLIFICADORES CLASE B DE AUDIOFRECUENCIA

El mínimo valor de  $L_{pp}$  para obtener una caída de 3 dB a la frecuencia  $f_{min}$ . es:

$$L_{pp} = \frac{R_i R_{pp}}{(R_i + R_{pp}) 2 \pi f_{min}}$$

(henrys)

- $L_{pp}$ , autoinducción placa-placa
- $R_i$ , resistencia interna de una válvula (estática)
- $R_{pp}$ , resistencia de carga placa-placa

(Para clase A se toma  $R_i/2$  en lugar de  $R_i$ ).

El máximo valor aceptable para  $L_{pp}$  está determinado por la dispersión entre secciones del transformador. En etapas clase A la dispersión sólo produce en general pérdida de frecuencias altas: en etapas clase AB y clase B, la presencia de dispersión entre mitades del primario o entre secciones del secundario, al reflejar reactancias en serie al circuito anódico, ocasiona distorsión antes de ponerse apreciablemente de manifiesto la pérdida de nivel. Un límite práctico para la autoinducción de dispersión se deduce de  $X_d = \frac{(R_{pp} + R_i)}{2}$  aplicado a  $f_{max}$ : siendo  $X_d = 2 \pi f_{max} L_d$ ; y  $L_d$  la autoinducción de dispersión.

Resulta como límite aceptable para  $L_d$ :

$$L_d = \frac{R_{pp} + R_i}{4 \pi f_{max}}$$

y como límite máximo para  $L_{pp}$

$$L_{pp(max)} = L_d / \gamma$$

Siendo  $\gamma$  el coeficiente de dispersión, que puede ser de valor  $10^{-3}$  o menor aún si se toman las debidas precauciones en la construcción del transformador. Al efecto conviene el uso de bobinados entrelazados y espesores radiales de carrete menores que  $\frac{1}{4} \sqrt{S}$ . (Ver pág. 100).

El diseño constructivo del transformador debe satisfacer las siguientes condiciones:

- 1º bajo valor de  $\gamma$  entre mitades de  $L_{pp}$ ;
- 2º bajo valor de  $\gamma$  entre  $L_{pp}$  y  $L_s$ ;
- 3º bajo valor de  $\gamma$  entre secciones de  $L_s$ .

Se consiguen estos resultados subdividiendo e intercalando los bobinados primario y secundario. Conviene colocar pantallas electrostáticas para obtener simetría capacitiva, necesaria para baja distorsión en audiodfrecuencias altas.

Si se usa núcleo de ramas en lugar de acorazado, para cumplir las condiciones 1º y 3º es necesario que cada conjunto de secciones en serie tenga elementos en ambas ramas del núcleo, conservando siempre una simetría geométrica.

Datos de pre-diseño para  $k$

Al iniciar un diseño, se fija en primera aproximación el valor de  $k$  (pág. 93):

- $k = 10$  a  $20$  para grandes transformadores
- $k = 40$  a  $60$  para transformadores medianos
- $k = 100$  para transformadores pequeños.

Se deduce  $N$  y  $S$  con (3) y (4), se halla  $l_h$  y se verifica el valor de  $k$ , rehaciendo luego el proyecto.

El valor de  $l_a$  es generalmente, por lo menos, de 0,1 a 0,2 mm por efecto de imperfección de juntas y terminación superficial del hierro (excepto en los casos de núcleo toroidal o análogos). La sección útil de hierro es de 0,8 a 0,9 de la total.

Control de los diseños precedentes

Al efectuar mediciones de laboratorio de  $L_p$ , debe tenerse presente que la  $E$  aplicada suele ser pequeña o muy grande en comparación con la que recibirá el bobinado cuando esté en servicio. En el primer caso, durante la medición resulta  $B$  pequeña y  $\mu$  pequeña. Conociendo la tensión  $E$  de medición, se puede calcular  $B$ , y con la fig. 38 (para  $H_c = 0$ ), con las curvas de permeabilidad del material, hallar la permeabilidad real durante la medición y deducir la que tendrá en servicio. La medición en bajo nivel, de transformadores medianos y grandes, cuando no hay entrehierro en el circuito

magnético, da en general valores de autoinducción tres a cuatro veces menores que los valores promedios en servicio. Para transformadores de muy bajo nivel suele pasar justamente lo contrario.

El coeficiente de dispersión  $\gamma$  mencionado, está referido al valor en servicio y a la frecuencia mínima.

## DISEÑO DE INDUCTANCIAS CON CORRIENTE CONTINUA Y ALTERNADA COMPARABLES

(Reactores de modulación y transformadores con componente continua activa).

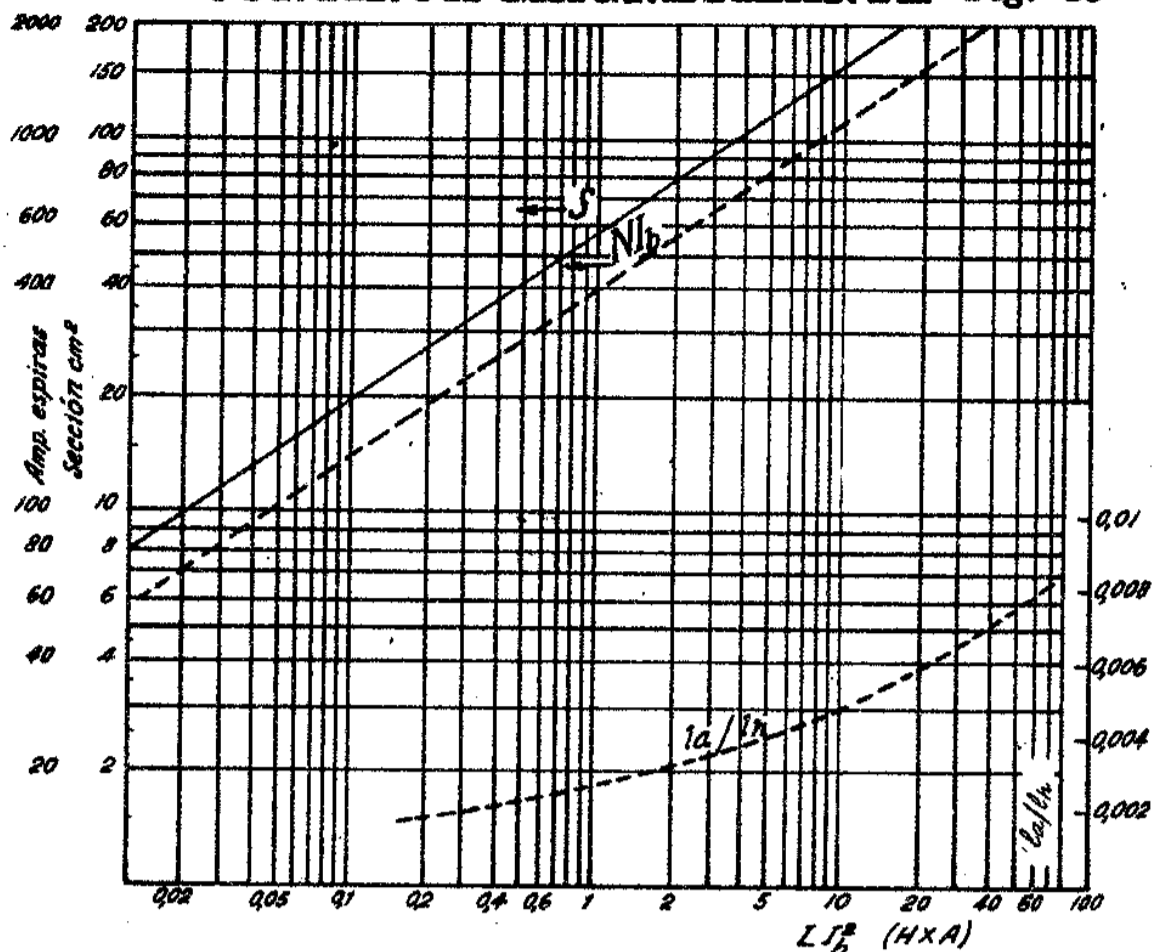
El diseño se basa en fórmulas generales de circuitos magnéticos, para los cuales se establece la permeabilidad para campo continuo  $\mu_c$ , la permeabilidad incremental  $\mu\Delta$  (figura 38), la inducción continua  $B_c$  y la inducción variable  $B_a$ . Para  $B_c = B_a$  comprendidas entre 4000 y 5000 gauss (por razones de forma de onda), y para proporciones constructivas tales que la longitud de la ventana sea de  $1$  a  $2\sqrt{S}$  y el espesor radial de carrete menor que  $\frac{\sqrt{S}}{4}$ , se aplican las curvas de diseño directo de la fig. 40 que dan la sección de núcleo, los ampere-espiras continuos y la relación entre el entrehierro y el circuito magnético.

Deben aplicarse todas las precauciones detalladas en los párrafos precedentes, en lo que se refiere a la dispersión magnética.

Terminado un diseño, es conveniente verificar si la inducción alternativa dada por (1) (pág. 93) no sobrepasa el valor 5000, ya que ello puede ocurrir como resultado del uso de válvulas particulares.

— 98 —

## DISEÑO DE TRANSFORMADORES DE MODULACION CON COMPONENTE CONTINUA MAGNETIZANTE Fig. 40



Se supone que la componente magnetizante actúa en un solo bobinado, cuya autoinducción efectiva para la componente alternada es  $L$ . La corriente continua circulante es  $I_b$  (amperes). Las curvas dan el valor necesario de ampere-espiras continuos  $NI_b$ , la sección de núcleo necesaria, y el valor de entrehierro  $l_a$  referido a la longitud de circuito magnético  $l_h$ .

El eje horizontal representa los valores de  $LI_b^2$ .

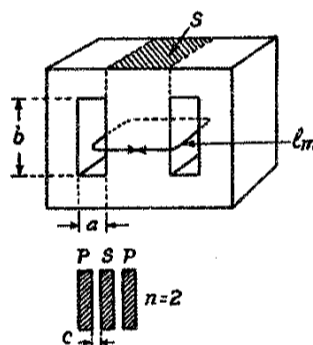
(Véase pág. 98)

— 99 —

### CALCULO DE LA DISPERSION ENTRE BOBINADOS DE TRANSFORMADORES

#### 1) Fórmula de Fortescue

$$L_d (H_r) = \frac{10,6 N^2 l_m (2nc + a)}{10^9 n^2 b}$$



$L_d$  = autoinducción de dispersión referida al bobinado de  $N$  espiras:  $l_m$  = longitud de la espira media del bobinado:  $n$  = número de aislaciones entre los dos bobinados (en la figura  $n = 2$ ). Todas las medidas en pulgadas.

#### 2) Fórmula aproximada, simplificada

$$L_d (mHy) = \frac{10^{-5} N^2 \sqrt{S}}{n^2}$$

Siendo  $L_d$  = autoinducción de dispersión en milihenrys, referida al bobinado de  $N$  espiras:  $S$  = sección de núcleo del transformador en  $cm^2$ ;  $n$ , como en el párrafo precedente.

Ejemplo: Un transformador con núcleo de  $S = 10 cm^2$  posee un primario interior de  $N = 1000$  espiras y un secundario exterior, de modo que  $n = 1$ .

$$L_d = 10^{-5} \times 10^6 \times 3,16 = 31,6 \text{ mH}$$

Si el primario estuviera dividido en dos mitades y el secundario se encontrara entre ambas, sería  $n = 2$  y resultaría

$$L_d = \frac{10^{-5} \times 10^6 \times 3,16}{4} = 8 \text{ mH aproximadamente.}$$

La fórmula simplificada se basa en varias hipótesis, entre las cuales las principales son: que el espesor de aislación  $c$  es menor que  $1/10$  del ancho de ventana  $a$ ; y que la espira media es igual a  $6\sqrt{S}$ , lo que se cumple aproximadamente en los diseños normales de núcleos acorazados.

— 100 —

### ECUALIZADORES DE IMPEDANCIA CONSTANTE (27)

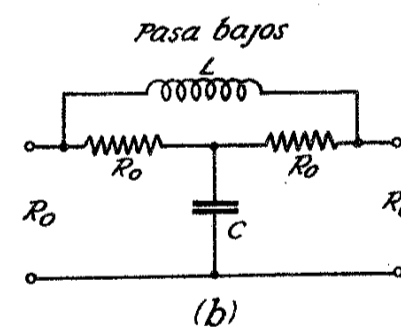
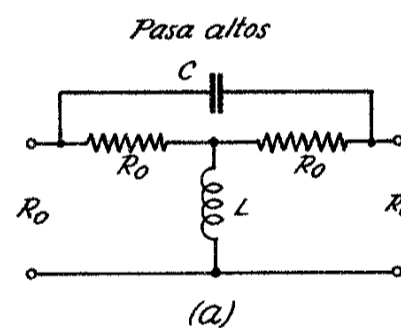


Fig. 41

$$\left. \begin{aligned} L &= \frac{R_o}{2\pi f_a} \\ C &= \frac{1}{2\pi f_a R_o} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} R_o, \text{ ohms} \\ f_a, \text{ c/s, para una pérdida de 3 dB} \\ L, \text{ henrys; } C, \text{ farads} \end{aligned}$$

$$f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

(Ver curvas de respuesta en la pág. 102)

— 101 —

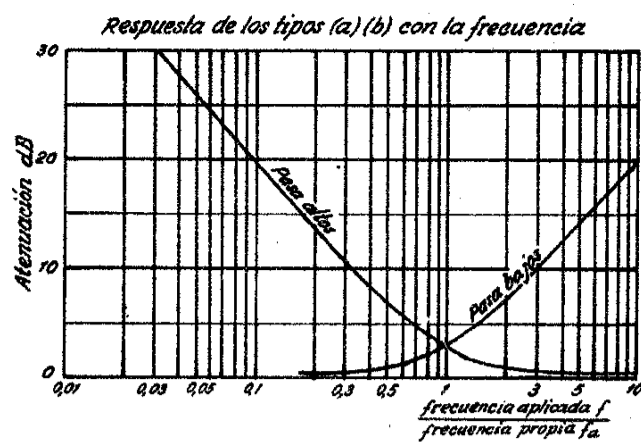


Fig. 42

Para utilizarla en distintas frecuencias  $f$ , se halla en cada caso la relación  $f/f_a$ .

(Ver pág. 101).

(Véase también págs. 158/162).

## CORRIENTES ALTERNADAS

Monofásica\*

Ecuación:  $e = E_m \text{ sen } \omega t$   $\left\{ \begin{array}{l} E_m, \text{ valor máximo o de cresta} \\ e, \text{ valor instantáneo} \end{array} \right.$

Período y frecuencia  $\left\{ \begin{array}{l} \omega, \text{ pulsación: } T, \text{ período en segundos;} \\ f \text{ frecuencia en ciclos/seg.} \end{array} \right.$   
 $T = 1/f = \frac{2\pi}{\omega}$

Valor eficaz:  $E_{ef} = 0,707 E_m = \frac{E_m}{\sqrt{2}}$

Valor medio de medio período:  $E_{med} = \frac{2}{\pi} E_m = 0,637 E_m$

Suma de una tensión alternada de valor eficaz  $E_{ef}$  y de una tensión continua de valor  $E$ .

Cresta total =  $1,41 E_{ef} + E$

Valor eficaz total =  $\sqrt{E_{ef}^2 + E^2}$

Suma de varias tensiones eficaces de distintas frecuencias

Valor eficaz total =  $\sqrt{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 \dots \text{ etc.}}$

Trifásica equilibrada

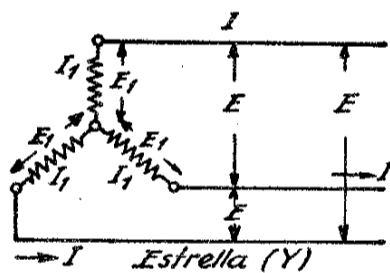
Un sistema trifásico está constituido por tres tensiones o corrientes alternadas, decaladas entre sí de un tercio de período y circulando, desde el generador hasta la carga, por conductores separados.

Siendo  $E_1$ , tensión de cada rama del generador o receptor;  $I_1$ , corriente en cada rama de los mismos;  $E$ , la tensión entre dos de los conductores de línea (tensión entre fases);  $I$ , corriente en cada uno de los conductores de línea (corriente de fase), se tiene:

\* Válido igualmente para tensiones o corrientes.

Agrupación en estrella (carga resistiva)

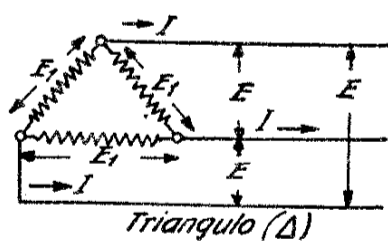
$E = \sqrt{3} E_1 = 1,73 E_1$   
 $I = I_1$



Potencia total del sistema:  $P = \sqrt{3} E I = 3 E_1 I_1$

Agrupación en triángulo (carga resistiva)

$E = E_1$   
 $I = \sqrt{3} I_1 = 1,73 I_1$



Potencia total del sistema:  $P = \sqrt{3} E I = 3 E_1 I_1$

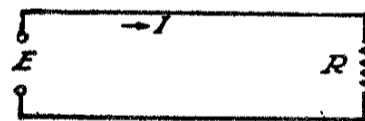
En los sistemas trifásicos, la suma instantánea de las tensiones en dos de las ramas es igual y opuesta a la tensión en la tercera rama. Cuando la carga es equilibrada, lo mismo vale para las corrientes.

Para una misma potencia, conviene distribución en estrella para tensiones altas y en triángulo para tensiones bajas; teniendo en cuenta, en cada caso, las relaciones entre la tensión por rama y la tensión entre fases.

Conexión de los transformadores (bobinados en iguales sentidos). Se excita un primario con monofásica. Para estrella, cada dos bobinados se suman. Para triángulo, cada dos bobinados se oponen. Antes de cerrar el triángulo, entre los dos extremos debe haber tensión cero.

## FORMULARIO

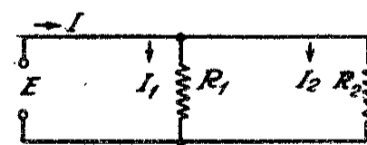
LEY DE OHM EN CORRIENTE CONTINUA



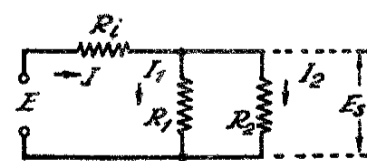
$E = R \cdot I$   $\left\{ \begin{array}{l} E, \text{ volts; } I, \text{ amperes;} \\ \text{Watts} = E \cdot I \end{array} \right.$   
 $\left\{ \begin{array}{l} R, \text{ ohms;} \\ \text{W, watts (1)} \end{array} \right.$



$E = I (R_i + R)$   
 $E_R = I R = E \frac{R}{R_i + R}$   
 $E_R = E - R_i I$   
 $\left. \begin{array}{l} \text{Watts totales} = E \cdot I \\ \text{unidades como en (1)} \end{array} \right\}$

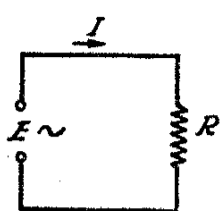


$I = I_1 + I_2$   
 $I_1 = E/R_1$   
 $I_2 = E/R_2$   
 $\left. \begin{array}{l} \text{Watts totales} = E \cdot I \\ \text{unidades como en (1)} \end{array} \right\}$



$E - I \cdot R_i = I_1 R_1 = I_2 R_2$   
 $I_1 R_1 = I_2 R_2 = E_s$   
 $I = I_1 + I_2$   
 $\left. \begin{array}{l} \text{Watts totales} = E \cdot I \\ \text{unidades como en (1)} \end{array} \right\}$

LEY DE OHM EN CORRIENTE ALTERNADA SINUSOIDAL



$$E = R I \begin{cases} E \text{ volts eficaces; } I \text{ amperes eficaces.} \\ E \text{ volts cresta; } I \text{ amperes cresta, etc.} \end{cases}$$

La ecuación de la fuerza electromotriz aplicada es:

$$e = E \sin \omega t = E \sin (2\pi f t)$$

CIRCUITO L-R

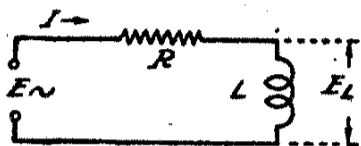
$$Z = \sqrt{(2\pi f)^2 L^2 + R^2} = \sqrt{(2\pi f L)^2 + R^2}$$

$$I = E/Z$$

$$E_L = 2\pi f L \cdot I = E \frac{2\pi f L}{\sqrt{(2\pi f L)^2 + R^2}}$$

$$E = \sqrt{(R I)^2 + E_L^2}$$

$f$  en ciclos por segundo  
 $L$  en henrys  
 $R$  en ohms  
 $E, I$ , en valores eficaces  
 $P$  en watts



$$\cos \varphi = \frac{R}{Z} = \frac{R}{\sqrt{(2\pi f L)^2 + R^2}}$$

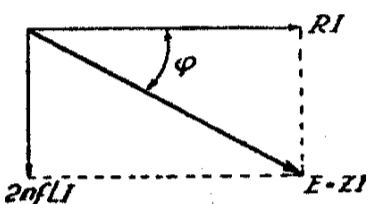
$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{2\pi f L}{R} = \frac{X_L}{R}$$

Potencia disipada en R:

$$P = E I \cos \varphi$$

Potencia compleja que entrega el generador.

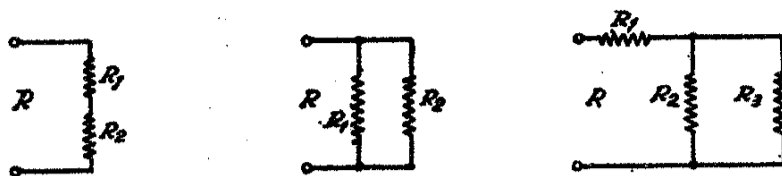
$$V A = E \cdot I \text{ (voltamperes)}$$



Factor de mérito del circuito (calidad)

$$Q = \operatorname{tg} \varphi = \frac{X_L}{R}$$

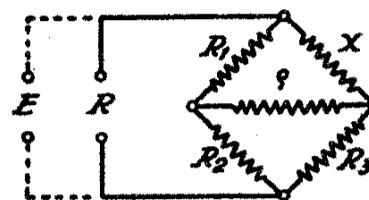
RESISTENCIA E IMPEDANCIA DE CIRCUITOS VARIOS



$$R = R_1 + R_2$$

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R = R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$$

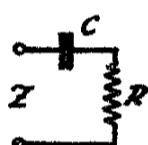


$$R = \frac{R_2 [\rho (X + R_3) + R_3 (X + R_1)] + R_1 [\rho (X + R_2) + X (R_3 + R_2)]}{(R_2 + R_3 + \rho) (X + R_1) + \rho (R_2 + R_3)}$$

$$\text{Corriente en } \rho: i_\rho = E \frac{R_2 X - R_1 R_2}{\Delta}$$

siendo  $\Delta$  el numerador de la fórmula que da R.

En lo que sigue:  $X_L$  = reactancia inductiva;  $X_c$  = reactancia capacitiva;  $\varphi$  = ángulo de fase;  $\cos \varphi$  = factor de potencia;  $Q$ , calidad. Se supone que la impedancia del generador está incluida en el circuito.

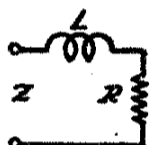


$$X_c = 1/2\pi f C$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X_c^2}$$

$$\cos \varphi = R/Z$$

$$Q = X_c/R$$



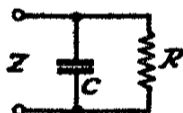
$$X_L = 2\pi f L$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

$$\cos \varphi = R/Z$$

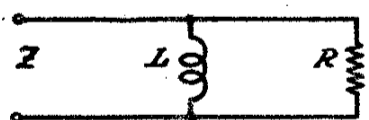
$$Q = X_L/R$$

$$X_c = 1/2\pi f C$$



$$Z = R \frac{X_c^2}{R^2 + X_c^2} - j X_c \frac{R^2}{R^2 + X_c^2} = \left| \frac{R X_c}{\sqrt{R^2 + X_c^2}} \right|$$

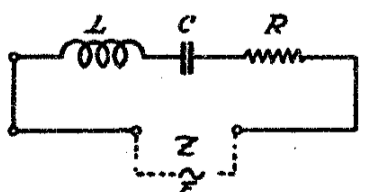
$$Q = R/X_c$$



$$X_L = 2\pi f L$$

$$Z = R \frac{X_L^2}{R^2 + X_L^2} + j X_L \frac{R^2}{R^2 + X_L^2} = \left| \frac{R X_L}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \right|$$

$$Q = R/X_L$$



$$X_L = 2\pi f L$$

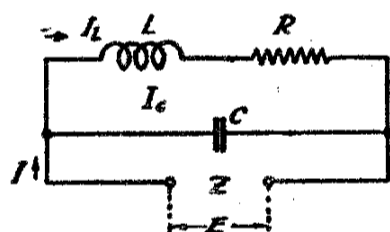
$$X_c = 1/2\pi f C$$

$$Z = R + j (X_L - X_c) = \left| \sqrt{R^2 + (X_L - X_c)^2} \right|$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{X_L - X_c}{R}$$

Resonancia:

$$\varphi = 0; X_L = X_c; I = E/R; Q = \frac{\omega L}{R}; E_L = E_c = Q E$$



$$X_L = 2\pi f L$$

$$X_c = 1/2\pi f C$$

$$Q_L = X_L/R$$

$$Z = \frac{R X_c^2}{R^2 + (X_L - X_c)^2} + j \frac{X_c X_L (X_c - X_L) - R^2 X_c}{R^2 + (X_L - X_c)^2}$$

Resonancia:  $R^2 = X_L (X_c - X_L)$  (I en fase con E)

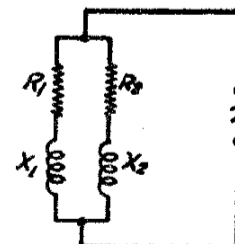
$$Z_r = \frac{X_c^2}{R} \frac{1}{1 + 1/Q_L^2}$$

cuando  $Q_L > 10$

$$Z_r \approx \frac{X_c^2}{R} \approx \frac{X_L^2}{R} = Q X_L \approx L/CR$$

Corriente en L o en C (en resonancia):

$$I_L = \frac{E}{X_L} \approx Q \frac{E}{Z_r} = Q I \approx I_c$$

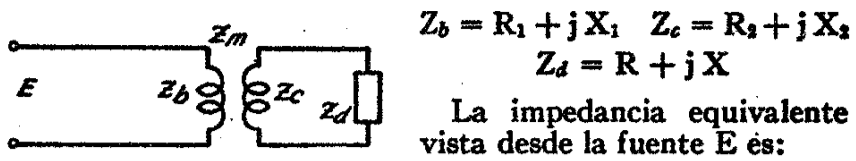


$X_1, X_2$  pueden ser positivas o negativas:

$$Z = \frac{R_1 R_2 (R_1 + R_2) + R_1 X_2^2 + R_1 X_1^2}{(R_1 + R_2)^2 + (X_1 + X_2)^2} + j \frac{R_1^2 X_2 + R_2^2 X_1 + X_1 X_2 (X_1 + X_2)}{(R_1 + R_2)^2 + (X_1 + X_2)^2}$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{R_1^2 X_2 + R_2^2 X_1 + X_1 X_2 (X_1 + X_2)}{R_1 R_2 (R_1 + R_2) + R_1 X_2^2 + R_1 X_1^2}$$

**TRANSFORMADOR**



$Z_b = R_1 + jX_1$     $Z_c = R_2 + jX_2$   
 $Z_d = R + jX$

La impedancia equivalente vista desde la fuente E es:

$Z = R_e + jX_e$

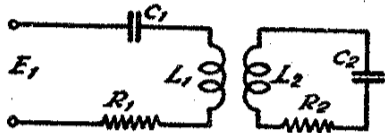
$R_e = R_1 + \frac{X_m^2 (R + R_2)}{(R + R_2)^2 + (X + X_2)^2}$

$X_e = X_1 - \frac{X_m^2 (X + X_2)}{(R + R_2)^2 + (X + X_2)^2}$

$I_1 = E/Z$  ;  $I_2 = \frac{Z_m I_1}{Z_c + Z_d}$

Tensión en  $Z_d$     $E_d = I_2 Z_d$

**TRANSFORMADOR DOBLE SINTONIZADO (caso 1)**



Acoplamiento óptimo:

$M = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{2\pi f}$

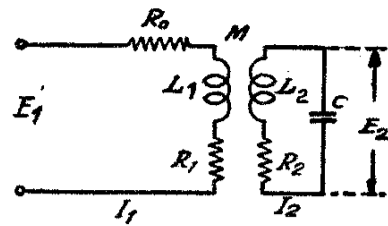
con  $C_1 L_1 = C_2 L_2 = \frac{1}{(2\pi f)^2}$

Máxima corriente secundaria y tensión ídem:

$I_2 = \frac{E_1}{2 \sqrt{R_1 R_2}}$     $E_2 = E_1 \frac{X L^2}{2 \sqrt{R_1 R_2}}$

Se aplican igualmente las fórmulas generales del párrafo anterior.

**TRANSFORMADOR SINTONIZADO**



$L_2 C = \frac{1}{(2\pi f)^2}$

Se supone  $R_0$  grande frente a  $R_1$  y  $2\pi f L_1$ .  
 Impedancia vista desde  $E_1$ :

$Z \cong R_0 + \frac{(2\pi f M)^2}{R_2}$  (resistiva)

Corrientes primaria y secundaria:

$I_1 = E_1/Z$     $I_2 = \frac{2\pi f M I_1}{R_2}$

Amplificación de tensión:

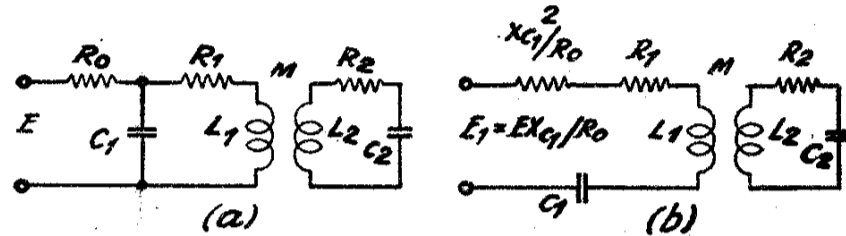
$\frac{E_2}{E_1} = \frac{(2\pi f)^2 M L_2}{R_2 R_0 + (2\pi f M)^2}$

Acoplamiento óptimo  $(2\pi f M)^2 = R_0 R_2$

Amplificación máxima, para el acoplamiento óptimo:

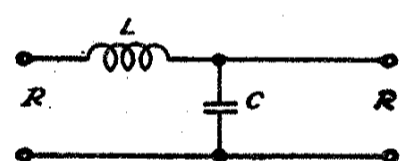
$\frac{E_2}{E_1} = \frac{2\pi f L_2}{2 \sqrt{R_2 R_0}}$

**TRANSFORMADOR DOBLE SINTONIZADO (caso 2)**  
 (Ver pág. 125)



Para  $X_{c1}^2 \ll R_0^2$ , el circuito equivalente es el (b) que se calcula con las fórmulas del caso 1 (pág. 110) poniendo en ellas, en lugar de  $R_1$ ,  $R_1 + (X_{c1}^2/R_0)$ ; y en lugar de  $E_1$ ,  $EX_{c1}/R_0$ .

**FILTROS SIMPLES (K CONSTANTE)**



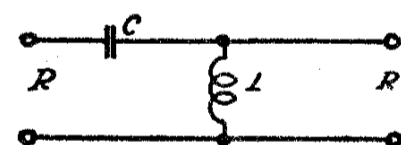
Inductancias en henrys; capacidades en farads; resistencias en ohms; frecuencias en ciclos/segundo.

(a) Pasa-bajos:

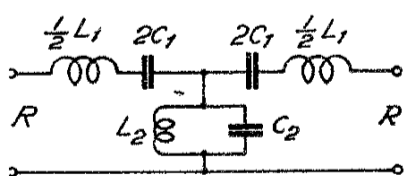
$f_c$  = frecuencia de corte (límite de la banda pasada sin atenuación).

$L = R/\pi f_c$

$C = 1/\pi f_c R$



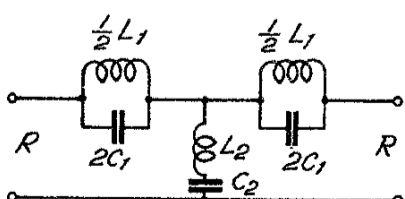
(b) Pasa-altos:  
 $f_c$  como en (a)  
 $C = 1/4 \pi f_c R$   
 $L = R/4 \pi f_c$



(c) Pasa-banda:  
 $f_1$  y  $f_2$ , frecuencias de corte  
 $f_2 > f_1$   
 $L_1 = R/\pi (f_2 - f_1)$

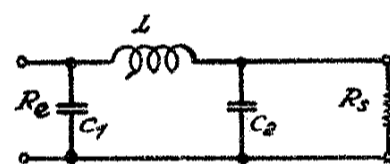
$L_2 = \frac{(f_2 - f_1) R}{4 \pi f_2 f_1}$     $C_1 = \frac{f_2 - f_1}{4 \pi f_2 f_1 R}$     $C_2 = \frac{1}{\pi (f_2 - f_1) R}$

(d) Eliminación de banda:  $(f_1 - f_2)$  = banda atenuada



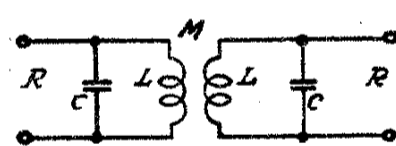
$L_1 = \frac{(f_1 - f_2) R}{\pi f_2 f_1}$     $L_2 = \frac{R}{4\pi (f_1 - f_2)}$   
 $C_1 = \frac{1}{4\pi (f_1 - f_2) R}$     $C_2 = \frac{f_1 - f_2}{\pi R f_2 f_1}$

(e) Transformador de impedancias a frecuencia constante



Quando  $2\pi f L = \frac{1}{2\pi f C_1} = \frac{1}{2\pi f C_2}$   
 $R_e = \frac{(2\pi f L)^2}{R_2}$

(f) Pasa-banda a inducción mutua;  $f_1, f_2$ , frecuencias de corte



$k = \frac{M}{L} = \frac{(f_2 - f_1)(f_2 + f_1)}{f_2^2 + f_1^2}$   
 $C = \frac{1}{2\pi R (f_2 - f_1)}$

$L = \frac{R}{4\pi} \cdot \frac{(f_2 - f_1)(f_2^2 + f_1^2)}{f_1^2 f_2^2}$

## EJEMPLOS DE CALCULO Y DE USO DE LAS TABLAS Y GRAFICOS

### USO DE LAS POTENCIAS DE 10

Una cantidad formada por la unidad y ceros equivale al número 10 elevado a una potencia igual al número de cifras de la cantidad considerada, menos uno.

Ejemplos:  $10000 = 10^4$   
 $10 = 10^1$   
 $1000000 = 10^6$

Análogamente, una cantidad entera que no es múltiplo exacto de 10, puede expresarse con otra cantidad formada por las mismas cifras, intercalando la coma en un lugar cualquiera y multiplicando por  $10^n$ , siendo  $n$  el número de cifras que queda a la derecha de la coma.

Ejemplo:

$$142 = 1,42 \times 10^2$$

$$745660 = 7,4566 \times 10^5 = 0,74566 \times 10^6 = 745,66 \times 10^3$$

Una cantidad menor que 1, equivale a la misma cantidad con la coma corrida a la derecha en un cierto número de cifras, multiplicada por 10 elevado a una potencia *negativa* igual al número de lugares corridos.

Ejemplo:

$$0,442 = 4,42 \times 10^{-1}$$

$$= 44,2 \times 10^{-2}$$

$$= 442 \times 10^{-3}$$

$$0,000001 = 0,1 \times 10^{-5} = 1 \times 10^{-6} = 10 \times 10^{-7}$$

$$0,0036 = 3,6 \times 10^{-3} = 36 \times 10^{-4}$$

### OPERACIONES CON POTENCIAS DE 10

Para *multiplicar*, se multiplican las cifras y se suman los exponentes (si son de igual signo) o se restan (si son de signos distintos).

$$4000 \times 200 = (4 \times 10^3) \times (2 \times 10^2) = 8 \times 10^5 = 800000$$

$$0,004 \times 200 = (4 \times 10^{-3}) \times (2 \times 10^2) = 8 \times 10^{-1} = 0,8$$

Para *dividir*, se dividen las cifras y se restan los exponentes (si son de igual signo) o se suman (si son de signo contrario)

$$\frac{4000}{200} = \frac{4 \times 10^3}{2 \times 10^2} = 2 \times 10^1 = 2 \times 10 = 20$$

$$\frac{400}{0,02} = \frac{4 \times 10^2}{2 \times 10^{-2}} = 2 \times 10^4 = 20000$$

Para elevar una potencia a otra potencia, se multiplican los exponentes.

$$(10^2)^3 = 10^6 = 1000000$$

Para elevar un número cualquiera a una potencia dada, se puede descomponer el número en dos factores cómodos y elevar ambos factores.

$$(200)^3 = (2 \times 10^2)^3 = 2^3 \times 10^6 = 8000000$$

Cuando se encuentra como resultado de un cálculo un número a la potencia *ceros*, su valor es 1.

Ejemplo:  $\frac{20}{20} = \frac{2 \times 10^1}{2 \times 10^1} = 1 \times 10^0 = 1$

### SIMBOLOS DE MULTIPLOS Y SUBMULTIPLOS USUALES

d = décimo = $\frac{1}{10} = 10^{-1}$	D = decena = 10
c = centésimo = $\frac{1}{100} = 10^{-2}$	k = millar = $1000 = 10^3$
m = milésimo = $\frac{1}{1000} = 10^{-3}$	M = millón = $10^6$
$\mu$ = millonésimo = $10^{-6}$	1 M $\Omega$ = 1 megohm = $10^6 \Omega$
Ejemplo: 1 m $\Omega$ = 1 miliohm	1 $\mu$ H = 1 microhenry = $10^{-6}$ H
1 k $\Omega$ = 1 kilohm = $10^3 \Omega$	

TABLA 2.

*Ejemplo de uso:* Determinar a) peso, b) resistencia eléctrica, c) variación de resistencia entre la temperatura ambiente y otra superior en 50°C, y d) variación de longitud entre las mismas temperaturas, de un alambre de platino de 1 milímetro de diámetro y 1 metro de largo.

a) Peso:

Se determina el volumen (página 226, volúmenes):  $V = 0,785 d^2 l$ ; siendo el diámetro,  $d = 0,1$  cm y la longitud  $l = 100$  cm.

$$V = 0,785 \times 10^{-2} \times 10^2 = 0,785 \text{ cm}^3$$

En la Tabla 2: peso específico = 21,5 gr/cm<sup>3</sup>; luego el peso pedido es de  $21,5 \times 0,785 = 16,9$  gramos.

b) Resistencia eléctrica:

La resistencia de un conductor recto está dada por:

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad (l \text{ en cm; } S \text{ en cm}^2; \rho \text{ en microhms} \cdot \text{cm})$$

siendo  $l = 100$  cm y  $S = 0,785 d^2$  (pág. 226, círculo)

$$d = 0,1 \text{ cm} \quad S = 0,785 \times (0,1)^2 = 0,785 \cdot 10^{-2}$$

De la Tabla 2: la resistividad  $\rho$  del platino es de 10 a 11,9 microhms. cm. Suponiendo sea de  $10 \mu\Omega \text{ cm}$  ( $1 \mu\Omega = 10^{-6} \Omega$ ):

$$R = 10 \cdot 10^{-6} \frac{100}{0,785 \cdot 10^{-2}} = \frac{10 \cdot 10^{-2}}{0,785} = 0,127 \text{ ohm}$$

c) Variación de resistencia con un aumento de temperatura de 50°C.

La variación por grado es (Tabla 2)  $3,1$  a  $3,8 \times 10^{-3}$ . Elijiendo  $3,1 \times 10^{-3}$  significa que la resistencia aumenta en 3,1 partes por mil con cada grado de temperatura. Para 50°, la variación relativa es, siendo  $\Delta R$  la variación absoluta:

$$\frac{\Delta R}{R} = 50 \times 3,1 \times 10^{-3} = 155 \times 10^{-3} = 0,155$$

o sea, un 15,5 %. La nueva resistencia es:

$$R = 0,217 \times 1,155 = 0,251 \text{ ohm}$$

d) Variación de longitud:

La variación por grado (coeficiente de dilatación lineal) es, según la tabla 2, de  $8,8 \times 10^{-6}$ . Para 50°, la variación por unidad de longitud es:

$$\frac{\Delta l}{l} = 50 \times 8,8 \times 10^{-6} = 440 \times 10^{-6} = 0,44 \times 10^{-3}$$

La variación de longitud será:  $\Delta l = 0,44 \times 10^{-3} \times l$ . Como  $l = 1 \text{ m} = 1000 \text{ mm}$ , resulta:  $\Delta l = 0,44 \text{ mm}$ .

TABLA 15

Esta Tabla representa casos definidos de la fórmula de Thompson:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

que da la frecuencia aproximada de resonancia de una inductancia  $L$  y una capacidad  $C$ . La aproximación es suficiente para todos los fines de aplicación práctica con circuitos de calidad  $Q$  no muy baja ( $Q$  mayor de 5 para error menor de 2 %, mayor de 10 para error de 0,5 %, etc.).

*Uso para frecuencias no incluidas en la Tabla*

Para una frecuencia diez veces menor que una incluida, se tomará un LC cien veces mayor, e inversamente.

*Ejemplo:* Determinar la inductancia necesaria para resonar con 1000  $\mu\mu\text{F}$  a 120 k/cs. (1000  $\mu\mu\text{F} = 10^{-3} \mu\text{F} = 0,001 \mu\text{F}$ ).

Para 120 kc/s LC = 1,759; luego

$$L_{\mu\mu} = \frac{1,759}{10^{-3} \mu\text{F}} = 1759 \mu\text{H} = 1,759 \text{ milihenrys}$$

Para 1200 kc/s LC =  $\frac{1,759}{100} = 1,759 \cdot 10^{-2}$

Si C = 100  $\mu\mu\text{F} = 10^{-4} \mu\text{F}$

$$L = \frac{1,759 \cdot 10^{-2}}{10^{-4}} = 175,9 \mu\text{H}$$

El diseño de la bobina se hace con las figuras 5 ó 6.

FIGURA 5

*Cálculo aproximado de inductancias de solenoides*

Da directamente la inductancia *por centímetro* de diámetro. Este valor debe multiplicarse por el diámetro de la bobina para obtener la inductancia.

*1º caso:* Se fijan las dimensiones de la bobina de acuerdo al espacio disponible y para obtener una L dada. Se halla L/d y se determina en el gráfico el número de espiras necesario. El alambre se elige para ocupar la dimensión l con el número de espiras hallado.

*Ejemplo:* Para L de 200  $\mu\text{H}$ , con d = 2,5 cm y l = 5 cm d/l = 0,5; L/d = 200/2,5 = 80 y en la figura 5 se halla N = 142 espiras aproximadamente.

Para determinar el alambre: las espiras por centímetro serán  $\frac{142}{5} = 28,4$

La Tabla 4 indica que puede usarse, a espiras juntas, alambre B y S N° 35 d. c. a., N° 30 d. c. s., o N° 28 esmaltado, con una pequeña variación en la inductancia.

*2º caso:* Conocidas las dimensiones y número de espiras, hallar la inductancia.

sea d = 10 cm l = 10 cm N = 20 espiras

Con d/l = 1; y N = 20 se obtiene en el gráfico L/d = 2,7 aproximadamente. La inductancia es de  $2,7 \times d = 2,7 \times 10 = 27 \mu\text{H}$ .

La interpolación entre las rectas d/l dibujadas puede hacerse, con aproximación aceptable, por simple proporción.

Si la bobina está blindada, la figura 7 permite hacer la corrección correspondiente.

FIGURA 8

Da la inductancia de dos conductores paralelos (de ida y vuelta), de longitud pequeña frente a la de onda. (El caso de longitud comparable con la de onda está considerado en la fig. 66).

*Ejemplo:* Hallar la inductancia de dos conductores de 1 mm de diámetro y longitud 20 cm, separados 3 cm.

$$D/l = 3/20 = 0,15 \quad D/d = \frac{30 \text{ mm}}{1 \text{ mm}} = 30$$

Del gráfico se obtiene: L/l = 0,0158 aproximadamente.

La inductancia es: L = 0,0158  $\times$  l = 0,0158  $\times$  20 = 0,316  $\mu\text{H}$ .

FIGURA 11

*Inducción mutua de solenoides concéntricos*

g es la diagonal determinada por la semilongitud de la bobina y el radio de la externa:

$$g = \sqrt{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + R^2}$$

Sea d = 10 cm, g = 16 cm, d/g = 0,62. Con este valor y d = 10 se obtiene M<sub>0</sub> = 0,029 aproximadamente. Si N<sub>1</sub> y N<sub>2</sub> son los números de espiras, de 10 y 3 por ejemplo, la inductancia mutua es:

$$M = 0,029 \times 10 \times 3 = 0,87 \mu\text{H} \text{ aproximadamente.}$$

FIGURA 66

*Problema:* Calcular un circuito resonante a línea, con una capacidad C de 20  $\mu\mu\text{F}$  y una frecuencia de 50 Mc/s.

La reactancia de C es:

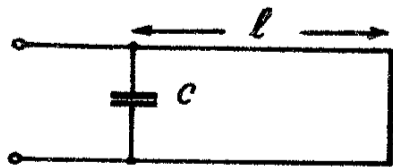
$$X_c = \frac{1}{2 \pi f C} = \frac{1}{6,28 \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 159 \Omega$$

La reactancia de la línea será pues X<sub>o</sub> = 159  $\Omega$  (positiva).

Adoptemos una línea de Z<sub>o</sub> = 500 ohms. La figura 66 da para Z<sub>o</sub> = 500  $\Omega$  y X<sub>o</sub> = 159  $\Omega$ : 1/ $\lambda$  = 0,05.

Como la longitud de onda es  $\lambda = \frac{300.000}{50.000} = 6$  metros

la longitud de línea es: l = 0,05  $\lambda$  = 0,05  $\times$  6 = 30 cm.



Tratándose de una línea corta, la figura 66 debe dar aproximadamente el mismo resultado que la figura 8. Supongamos que se usan para la línea alambres de 2 mm; para 500  $\Omega$ , la figura 64 da D/d = 32 aproximadamente. Luego, la distancia entre alambres será:

$$D = 32 d = 32 \times 2 \text{ mm} = 64 \text{ mm}$$

*Verificación:*

De la figura 8, para D/d = 32 y D/l =  $\frac{6,4 \text{ cm}}{30 \text{ cm}} \cong 0,21$ , sale L/l = 0,016 o sea, la inductancia es:

$$L = 0,016 \times l = 0,016 \times 30 = 0,48 \mu\text{H}$$

y la reactancia X<sub>L</sub> = 0,48  $\cdot 10^{-6} \times 2 \pi f = 0,48 \cdot 10^{-6} \cdot 314 \cdot 10^6 = 151 \Omega$  que es aproximado a los 159 ohms hallados al principio.

**CÁLCULO DE UN TRANSFORMADOR DE ALIMENTACIÓN (ver página 73)**

*Problema:* Sea primario de 220 volts, secundario para 400 volts a 100 mA rectificadas, secundario para filamentos de 5 volts, 3 amperes.

1º Hallamos la potencia total consumida:

$$P_c = 400 \times 0,1 + 5 \times 3 = 55 \text{ watts}$$

2º Para proyectar el núcleo, incrementamos un 20 % por pérdidas varias (este incremento relativo se reduce al aumentar la potencia).

$$P = 1,2 \times 55 = 66 \text{ watts}$$

3º Sección de núcleo: S<sub>0</sub> = 1,1  $\sqrt{66} = 9,1 \text{ cm}^2$ . Se toma un poco mayor para compensar la pérdida de sección originada por los agujeros de montaje y armado. Adoptemos S = 10 cm<sup>2</sup>.

4º Tensión secundaria: Supongamos usar rectificación monofásica de onda completa, con filtro a entrada por inductancia. La tabla (pág. 87) da, para la tensión eficaz por rama:  $E_{cc} = 1,11 E = 1,11 \times 400 = 444 \text{ V}$ .

Luego, de punta a punta del secundario habrá:  $E_s = 888 \text{ volts}$ . Habrá que prever la caída en las rectificadoras y filtro, que estimamos en 30 volts, que deben agregarse a cada rama. En total, el secundario A. T. tendrá, pues,  $888 + 60 = 948 \text{ volts}$ .

5º Espiras por volt

$$n = \frac{22500}{f B S} \quad \text{Tomamos } \left. \begin{array}{l} f = 50 \text{ c/s; } B = 10 \text{ kilogauss} \\ S = 10 \text{ cm}^2 \text{ como se calculó} \end{array} \right\}$$

$$n = \frac{22500}{50 \times 10 \times 10} = 4,5$$

6º Número de espiras

Primario:  $N_p = 220 \times 4,5 = 990$ .  
 Secundario A. T.:  $N_s = 948 \times 4,5 = 4260 \text{ aprox.} = 2 \times 2130 \text{ espiras}$ .  
 Secundario filamento:  $5 \times 4,5 = 22,5 \text{ espiras}$ , que se llevarán a 23,5 para compensar caída de tensión.

7º Secciones de conductor, para 2 amperes por  $\text{mm}^2$

Para el secundario de alta tensión, la tabla (pág. 87) indica que los VA por rama son  $\frac{40 \text{ W}}{2 \times 0,637} = 31 \text{ VA}$  que con  $E_{cc} = 444 \text{ V}$  da una corriente secundaria de  $\frac{31}{444} = 70 \text{ mA}$  por rama.

Para el primario (pág. 87)  $\text{VA} = 55/0,90 = 61 \text{ VA}$ ; y la corriente primaria es de  $\frac{61}{220} = 0,28 \text{ A}$  aprox.

Primario: Sección alambre  $= \frac{1,2 \times 55}{220 \times 2} = 0,15 \text{ mm}^2$ .

La tabla 4 indica alambre de 0,44 mm de diámetro.

Secundario A. T.: Sección alambre  $= \frac{0,070 \text{ A}}{2 \text{ A/mm}^2} = 0,035 \text{ mm}^2$  aproximadamente, o, según tabla 4, alambre de 0,21 mm de diámetro.

Secundario filamento: sección alambre  $= \frac{3 \text{ A}}{2 \text{ A/mm}^2} = 1,5 \text{ mm}^2$  o sea alambre de 1,4 mm de diámetro aproximado.

Con estos datos, se elige el tipo de núcleo para que puedan ubicarse los arrollamientos calculados, y se puede calcular la longitud de espira promedio, la resistencia de cada secundario y las pérdidas en el cobre. Conocido el peso del núcleo se estiman las pérdidas en el hierro.

Si se desea un rendimiento mayor, se toma una densidad de corriente de 1,5 amperes por milímetro cuadrado, aumentando un 33 % las secciones de conductores.

### PROYECTO DE UN FILTRO PARA RECTIFICADOR

(Ver pág. 87)

Se proyectará para el rectificador a que se refiere la sección precedente. La tensión alternada a la salida estará 50 dB por debajo de la tensión continua, valor que constituye un índice común de filtrado.\*

Para 50 dB (tabla 14) la tensión alternada de salida será:

$$E_s = \frac{E_{cc}}{316} = 1,27 \text{ V}$$

La tensión alternada a la entrada será, según pág. 87:  $E_s = 0,667 E_{cc}$  con una frecuencia fundamental de 100 c/s o sea  $E_s = 0,667 \times 400 = 267 \text{ V}$ .

La atenuación que el filtro debe producir en el zumbido, será:

$$\frac{E_s}{E_s} = \frac{267}{1,27} = 210 \text{ veces}$$

\* Esta cifra de 50 dB significa que la modulación producida por la tensión alternada  $E_s$  sobre un circuito de placa de etapa clase B o C, será próxima a 50 dB debajo de la máxima salida. No tiene nada que ver con el valor de tensión alternada introducido, por ejemplo, en una etapa amplificadora de b. f. y de bajo nivel.

que será el valor del factor de reducción de zumbido de figura 35.

La obtención de este valor con una sola célula de filtro requeriría un valor LC próximo a 600, para  $f = 100 \text{ c/s}$  (por ejemplo, 30 henrys y 20 microfarads).

Supongamos obtenerlo con dos células de filtro iguales; cada una deberá tener un factor de  $\sqrt{210} = 14,5$  aproximadamente.

Para 14,5 y 100 c/s, resulta (fig. 35)  $\text{LC} = 48$  aproximadamente.

La mínima capacidad recomendable se obtiene de figura 34, para  $R_{carga} = \frac{400 \text{ V}}{0,1 \text{ A}} = 4000 \Omega$ ; y es de  $2 \mu\text{F}$  práctica-

mente. Puede pues, adoptarse, por conveniencia, un valor mayor: por ejemplo, de  $8 \mu\text{F}$ . Luego:

$$L = \frac{48}{8} = 6 \text{ henrys}$$

que debe ser mayor que el valor mínimo recomendable (ver nota al pie de figura 35).

Diseño de la inductancia (fig. 36), para  $I_{cc} = 100 \text{ mA} = 0,1 \text{ A}$ ;  $L I^2 = 6 \times (0,1)^2 = 0,06$ . De figura 36, la sección de núcleo, para entrehierro  $= 0,003 \text{ in}$  es de  $3,6 \text{ cm}^2$  aproximadamente o prácticamente  $S = 4 \text{ cm}^2$

En la figura 37, obtenemos para  $S = 4 \text{ cm}^2$  y  $0,003 \text{ in}$

$$N I = 305 \text{ o sea}$$

$$N = \frac{305}{0,1} = 3050 \text{ espiras}$$

Con un núcleo de proporciones comunes, la longitud del circuito magnético será próxima a:

$$l_h = 6 \sqrt{S} = 6 \times 2 = 12 \text{ cm}$$

y el entrehierro tendrá aproximadamente:

$$l_a = 0,003 \times 120 \text{ mm} = 0,36 \text{ mm}$$

Como el entrehierro aparece constructivamente sobre ambas ramas del núcleo, en cada una habrá 0,18 mm.

### EJEMPLO DE CALCULO DE UN AMPLIFICADOR A RESONANCIA

(Pág. 111, Transformador doble sintonizado, caso 2)

Supondremos los siguientes valores, comunes para amplificadores de frecuencia intermedia de 465 kc/s (figuras a y b).

$L_1 = L_2 = 1 \text{ mH} = 10^{-3} \text{ H}$ ;  $Q_1 = Q_2 = 100$  (calidad propia del primario y del secundario).  $\mu = 1000 = 10^3$ ;  $R_0 = 1 \text{ megohm} = 10^6 \Omega$  (factor de amplificación y resistencia interna de la válvula).

Las capacidades  $C_1, C_2$ , incluyendo las residuales, de válvulas y conexiones, etc., se calculan de acuerdo con la Tabla 15, o pág. 42; para  $f = 465 \text{ kc}$ .  $\text{LC} = 0,1171 (\mu\text{H. } \mu\text{F})$

$$\text{o sea } C_1 = C_2 = \frac{0,1171}{1000} = 117 \mu\text{F}$$

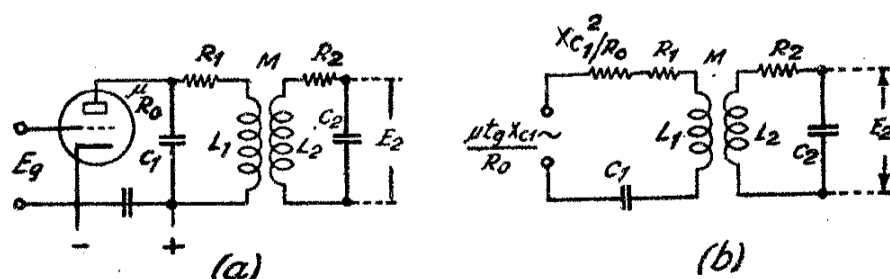
Las respectivas reactancias son:

$$X_{C1} = X_{C2} = X_{L1} = X_{L2} = 6,28 \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} = 2920 \Omega$$

Las resistencias  $R_1, R_2$ , para  $Q = 100$ , son: (ya que  $Q = 2\pi fL/R$ ):

$$R_1 = R_2 = \frac{2920}{100} = 29,2 \Omega$$

Pasamos al circuito equivalente de figura b.



La fuerza electromotriz equivalente es  $E_1 = \frac{\mu E_g X_{c1}}{R_0}$  de acuerdo a las fórmulas del transformador doble sintonizado, caso 2, siendo  $\mu$  el factor de amplificación de la válvula,  $R_0$  su resistencia interna y  $E_g$  la tensión de radiofrecuencia aplicada en grilla. Aplicando al circuito de figura b las fórmulas del caso 1 (pág. 110) se tiene:

$$\text{Acoplamiento óptimo: } M = \frac{\sqrt{[R_1 + X_{c1}^2/R_0] R_2}}{2 \pi f}$$

Máxima tensión secundaria:

$$E_2 = \frac{\mu E_g X_{c1}}{R_0} \frac{X_{L2}}{2 \sqrt{(R_1 + X_{c1}^2/R_0) R_2}}$$

Cálculo:  $\frac{X_{c1}^2}{R_0} = \frac{8,5 \cdot 10^9}{10^9} = 8,5 \text{ ohms}; R_1 + \frac{X_{c1}^2}{R_0} = 37,7 \Omega$

$$M = \frac{\sqrt{(29,2 + 8,5) \cdot 29,2}}{6,28 \cdot 465 \cdot 10^3} = 11,3 \cdot 10^{-6} = 11,3 \mu\text{H}$$

$$E_2 = E_g \frac{10^3 \cdot 2,92 \cdot 10^3}{10^9} \times \frac{2,92 \cdot 10^3}{2 \sqrt{37,7 \times 29,2}} = 130 E_g$$

Luego la amplificación de la etapa es:

$$\frac{E_2}{E_g} = 130$$

El factor de acoplamiento es

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{M}{L_1} = \frac{M}{L_2} = \frac{11,3}{1000} = 1,13 \%$$

valor muy reducido, que se obtiene con  $L_1$   $L_2$  considerablemente separadas entre sí. El diseño puede hacerse con las figuras 6 y 13, en la siguiente forma:

1º diseño de  $L_1$  y  $L_2$ : Para  $L = 1\text{mH} = 1000 \mu\text{H}$ . Sea, para estas bobinas, un diámetro medio de 18 mm y una altura y ancho (b de figura 6) iguales a 5 mm. Entonces:

$$L/d = \frac{1000}{1,8} = 555 \text{ y } b/d = \frac{0,5}{1,8} = 0,28. \text{ De la figura 6 se obtiene } N = 240 \text{ espiras aproximadamente.}$$

2º inducción mutua: (fig. 13)  $d = 1,8 \text{ cm}; N_1 N_2 = 240 \times 240 = 5,78 \cdot 10^4$ .

La M a obtener es de  $11,3 \mu\text{H}$ . Luego  $M_0 = \frac{M}{N_1 N_2} = \frac{11,3}{5,78} \cdot 10^{-4} = 0,00019$ , valor que se sale del gráfico,

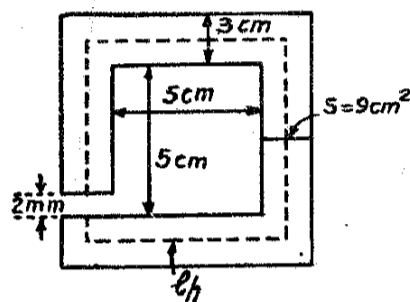
indicando que la distancia D entre bobinas debe ser considerablemente mayor que el diámetro medio de las mismas.

En la práctica, se acoplan las bobinas a un grado apreciablemente mayor que el acoplamiento crítico, para obtener una cresta achatada en la curva de sintonía y permitir así una recepción aceptable de señales moduladas (k del orden de 1,5 a 2% para circuitos comunes en 456 ó 465 kc/s). Ver págs. 59 y 61.

### EJEMPLO DE CALCULO DE UN CIRCUITO MAGNETICO

(Ver pág. 92)

Sea un núcleo de dos ramas, de sección  $9 \text{ cm}^2$ , con un entrehierro de 2 mm, en el cual se desea crear una inducción de 10.000 gauss, con una intensidad de corriente (continua o alternada pura) en el bobinado, de 100 miliamperes. Se trata de determinar el número de espiras necesario, suponiendo que el núcleo es de hierro del tipo de la figura.



La longitud del circuito magnético es, para el hierro  $l_h = 4 \times (5 + 1,5 + 1,5) = 32 \text{ cm}$ , aproximadamente y para el entrehierro:  $l_e = 2 \text{ mm} = 0,2 \text{ cm}$

El flujo en el circuito magnético, igual en todas sus partes, será:

$$\Phi = B \cdot S = 10^4 \times 9 = 9 \times 10^4 \text{ maxwell}$$

La inducción en el entrehierro será igual a  $\Phi/S$ , pues para entrehierro pequeño la sección magnética efectiva en el aire es poco distinta de la de los polos. Su valor será pues aproximadamente el mismo que en el hierro, o sea  $10^4$  gauss. Como para el aire  $\mu = 1$ ,

$$H (\text{aire}) = 10^4 \text{ gauss} = 10^4 \text{ gilbert/cm}$$

y para el hierro, se deduce de la figura 30, con  $B = 10$  kilogauss

$$H (\text{hierro}) = 2 \text{ gauss aproximadamente}$$

La permeabilidad del hierro es pues de:

$$\mu = \frac{B}{H} = \frac{10.000}{2} = 5000$$

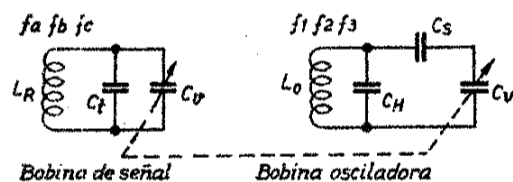
de la fórmula que da el campo H en el hierro deducimos:

$$\frac{H (l_h + \mu l_e)}{1,25} = N I$$

o sea  $N I = \frac{2 (32 + 5000 \cdot 0,2)}{1,25} = 1650 \text{ A. espiras}$

y para  $I = 0,1 \text{ A}$ .  $N = 16500$  espiras

### FORMULAS PARA LOS CIRCUITOS DE SINTONIA DE RECEPTORES SUPERHETERODINOS (32)



$C_v$  = secciones iguales del condensador variable en tandem.

$C_t$   $C_{II}$  = compensadores paralelo (trimmer).

$C_s$  = compensador serie (padder).

$L_r$  = bobina de señal.

$L_o$  = bobina osciladora.

$f_{max}$   $f_{min}$  = frecuencias límites sintonizadas por el circuito de señal.

$r$  = relación de sintonía.

$$r = \left( \frac{f_{max}}{f_{min}} \right) \quad (1)$$

$f_a$   $f_b$   $f_c$ , frecuencias de ajuste exacto en el circuito de señal.  $f_1$   $f_2$   $f_3$ , frecuencias del oscilador correspondientes a  $f_a$   $f_b$   $f_c$ , o sea:

$$\left. \begin{aligned} f_1 &= f_a + f_i \\ f_2 &= f_b + f_i \\ f_3 &= f_c + f_i \end{aligned} \right\} f_i = \text{frecuencia intermedia.}$$

Compensador paralelo  $C_t$

$$C_t = \frac{\Delta C}{r^2 - 1} - C_{v \text{ min}} \quad (2)$$

Siendo  $\Delta C$  la variación total de capacidad de  $C_v$ ; y  $C_{v \text{ min}}$  la capacidad mínima del mismo.

**Bobina de señal**

$$L_R = \frac{1}{\omega_{max}^2 (C_t + C_{v\ min})} \quad (3)$$

siendo  $\omega_{max} = 2\pi f_{max}$ .

Sean ahora  $C_{v1}$   $C_{v2}$   $C_{v3}$  las capacidades del condensador variable de señal para sintonizar las frecuencias  $f_a$   $f_b$   $f_c$ . En cada caso la capacidad total de sintonía sobre  $L_R$  será uno de dichos valores sumado con  $C_t$ .

Luego

$$\left\{ \begin{aligned} C_{v1} &= \frac{1}{\omega_a^2 L_R} - C_t \\ C_{v2} &= \frac{1}{\omega_b^2 L_R} - C_t \\ C_{v3} &= \frac{1}{\omega_c^2 L_R} - C_t \end{aligned} \right. \quad \text{Siendo } \omega_a = 2\pi f_a \text{ etc.} \quad (4)$$

**Compensador serie  $C_s$  (padder)**

Se calcula primeramente

$$a = \frac{1 - \left(\frac{f_1}{f_2}\right)^2}{1 - \left(\frac{f_1}{f_3}\right)^2} \quad b = \frac{C_{v3} - C_{v1}}{C_{v2} - C_{v1}} \quad (5)$$

y luego

$$C_s = \frac{a b C_{v2} - C_{v3}}{1 - a b} \quad (6)$$

**Compensador paralelo  $C_H$  (trimmer oscilador)**

$$C_H = \frac{\left(\frac{C_{v1} C_s}{C_{v1} + C_s}\right) \left(\frac{f_1}{f_2}\right)^2 - \frac{C_{v2} C_s}{C_{v2} + C_s}}{1 - \left(\frac{f_1}{f_2}\right)^2} \quad (7)$$

**Bobina osciladora**

$$L_o = \frac{1}{\omega_1^2 \left( C_H + \frac{C_{v1} C_s}{C_{v1} + C_s} \right)} \quad (8)$$

**Ejemplo de uso**

Frecuencia intermedia  $f_i = 465$  kc

**1) Banda de frecuencias a cubrir**

$f_{max} = 1,6$  Mc  $f_{min} = 0,54$  Mc

Relación de sintonía

$$r = \frac{1,6}{0,54} = 2,97$$

**Condensador variable a utilizar ( $C_v$ )**

Sea por ejemplo:

$$C_{v\ max} = 450 \mu\mu F = 450 \times 10^{-12} F.$$

$$C_{v\ min} = 15 \mu\mu F = 15 \times 10^{-12}$$

$$\Delta C = C_{v\ max} - C_{v\ min} = 435 \times 10^{-12}$$

**2) Valor de  $C_t$**

$$C_t = \frac{435 \mu\mu F}{(2,97)^2 - 1} - 15 \mu\mu F = 41 \mu\mu F$$

**3) Valor de  $L_R$**

$$L_R = \frac{1}{(6,28 \cdot 1,6 \cdot 10^6)^2 (41 + 15) \cdot 10^{-12}} = 178 \times 10^{-6} H$$

**Frecuencias de ajuste  $f_a$   $f_b$   $f_c$**

Las extremas  $f_a$   $f_c$  se toman alrededor del 10 % de los extremos de banda. La central se toma próxima a  $\sqrt{f_a f_c}$ . Sea entonces:

$$f_a = 1,4$$
 Mc  $f_c = 0,6$  Mc

$$f_b = 0,9$$
 Mc

**4) Capacidades de sintonía del circuito de señal**

(con  $L_R = 178 \mu H$ ) para  $f_a$   $f_b$   $f_c$  (fórmulas 4)

$$C_{v1} = 31 \mu\mu F \quad C_{v2} = 134 \mu\mu F \quad C_{v3} = 351 \mu\mu F$$

**Frecuencias correspondientes del oscilador**

$$f_1 = 1400 + 465 = 1865$$
 kc  $f_2 = 900 + 465 = 1365$  kc

$$f_3 = 600 + 465 = 1065$$
 kc

**5) Valores (a) y (b) (fórmulas 5)**

$$a = \frac{1 - \left(\frac{1865}{1365}\right)^2}{1 - \left(\frac{1865}{1065}\right)^2} = \frac{-0,86}{-2,05} = 0,42$$

$$b = \frac{351 - 31}{134 - 31} = 3,11$$

**6) Valor de  $C_s$  (fórmula 6)**

$$C_s = \frac{0,42 \cdot 3,11 \cdot 134 - 351}{1 - 0,42 \cdot 3,11} = 570 \mu\mu F$$

**7) Valor de  $C_H$  (fórmula 7)**

Calculamos primeramente

$$\frac{C_{v1} C_s}{C_{v1} + C_s} = \frac{31 \cdot 570}{31 + 570} = 29,5$$

$$\frac{C_{v2} C_s}{C_{v2} + C_s} = \frac{134 \cdot 570}{134 + 570} = 109$$

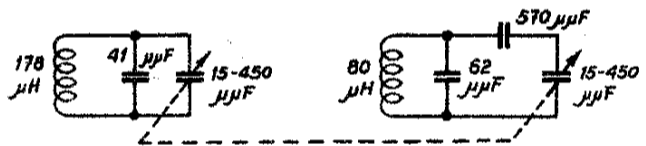
Luego

$$C_H = \frac{29,5 \left(\frac{1865}{1365}\right)^2 - 109}{1 - \left(\frac{1865}{1365}\right)^2} = 62 \mu\mu F$$

**8) Valor de  $L_o$  (fórmula 8)**

$$L_o = \frac{1}{(6,28 \cdot 1,865 \cdot 10^6)^2 (62 + 29,5) 10^{-12}} = 80 \mu H$$

**Comprobación de los resultados**



Calculando las frecuencias de resonancia de los dos circuitos para diferentes valores de  $C_v$  (por ejemplo los correspondientes a las frecuencias de ajuste) debe resultar una diferencia de frecuencias muy próxima a 465 kc.

$L_R$ ( $\mu H$ )	178	178	178
$L_o$ ( $\mu H$ )	80	80	80
$C_v$ ( $\mu\mu F$ )	31	134	351
$C_t$ en serie con $C_s$	29,5	108	217
Capacidad total sobre $L_o$	92	170	279
Capacidad total sobre $L_R$	72	175	392
Frecuencia resonante del circuito de señal (kc) (aprox.)	1400	898	600
Id id en el oscilador (aprox.)	1860	1365	1065
Diferencia (aprox.)	460	467	465

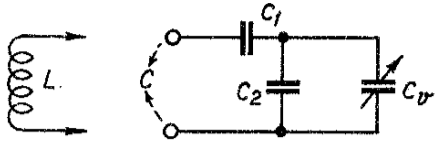
Los errores de apareamiento o "tracking" no actúan en general sobre los circuitos de f.i. sino sobre los de señal: esta transferencia del error de "tracking" se efectúa automáticamente al circuito menos selectivo de todos los que intervienen en la sintonía, cuando se busca el punto de sintonía correspondiente a máxima señal.

Quando la verificación (que en la tabla precedente se ha hecho en forma aproximada) se quiere obtener con buena exactitud, es necesario efectuar todos los cálculos con logaritmos en lugar de utilizar la regla de cálculo. En la práctica esto no suele ser necesario, y es substituido ventajosamente con un ajuste experimental de los valores obtenidos.

Los valores calculados requieren muy poca modificación para dar resultados satisfactorios en la práctica.

## FORMULAS PARA EL CALCULO DE ENSANCHE DE BANDA

**Circuito básico.** — La combinación típica de ensanche de banda consiste en asociar un condensador variable  $C_v$  con condensadores fijos  $C_1$ ,  $C_2$ , de modo de presentar a la autoinducción  $L$  una capacidad total  $C$  cuya *variación relativa* sea menor que la de  $C_v$ .



Llamando:  $C_p$  al valor máximo de  $C_v$   
 $C_q$  al valor mínimo de  $C_v$   
 $C_a$  al valor máximo de  $C$   
 $C_b$  al valor mínimo de  $C$

( $C_a$  se presenta simultáneamente con  $C_p$  y  $C_b$  simultáneamente con  $C_q$ ).

Entonces  $\frac{C_a - C_b}{C_b}$  es menor que  $\frac{C_p - C_q}{C_q}$ , y la relación  $f_{max}/f_{min}$  con el circuito completo es *menor* que la que se produciría por la sola acción del condensador variable  $C_v$ .

**Datos:**  $C_p$ ,  $C_q$ ; las frecuencias límites a cubrir  $f_{max}$ ,  $f_{min}$ ; y el valor  $L$  de la autoinducción a utilizar.

Se deducen  $C_a$  y  $C_b$  que son los valores necesarios para sintonizar  $L$  a  $f_{min}$  y  $f_{max}$  respectivamente.

Se calcula:

$$A = 1 - \frac{C_a - C_b}{C_p - C_q} \quad (1)$$

$$B = C_a + C_b \quad (2)$$

$$D = C_a C_b \quad (3)$$

Todos los valores en  $\mu\mu F$ .

El valor necesario para  $C_1$  será

$$C_1 = \frac{B}{2A} + \sqrt{\left(\frac{B}{2A}\right)^2 - \frac{D}{A}} \quad (4)$$

que en general, cuando el ensanche es grande, puede simplificarse a

$$C_1 = \frac{B}{2A} (1 + \sqrt{1 - A}) \quad (5)$$

El valor necesario para  $C_2$  es

$$C_2 = \frac{C_1 C_a}{C_1 - C_a} - C_p \quad (6)$$

### Ejemplo de aplicación

Sea un condensador variable de 20 a 450  $\mu\mu F$

$$C_p = 450 \quad C_q = 20.$$

Se desea cubrir la banda de 9 a 10 Mc/s con una bobina de  $L = 2 \mu H$ .

El valor de capacidad necesario para sintonizar  $2 \mu H$  a  $f_{min} = 9$  Mc resulta ser de 156  $\mu\mu F$  (véase Tabla 15, página 40 y ejemplo de aplicación en pág. 117).

Luego

$$C_a = 156 \mu\mu F.$$

Análogamente, para  $f_{max} = 10$  Mc, resulta

$$C_b = 126 \mu\mu F.$$

Calculamos

$$A = 1 - \frac{156 - 126}{450 - 20} = 0,93$$

$$B = 156 + 126 = 282.$$

Usando la fórmula (5) no es necesario calcular D.

Por la fórmula (5)

$$C_1 = \frac{282}{1,86} (1 + \sqrt{0,07}) = 192 \mu\mu F.$$

Por la fórmula (6)

$$C_2 = \frac{192 \cdot 156}{192 - 156} - 450 = 382 \mu\mu F \text{ aproximadamente.}$$

## AMPLIFICADORES A VALVULAS

### Nomenclatura:

- $\mu$  = factor de amplificación
- $g_m$  = conductancia mutua
- $R_i$  = resistencia interna
- $Z_p$  = impedancia de carga
- $R_p$  = impedancia de carga resistiva (resistencia pura)
- $E_p$  = tensión alternada desarrollada en la impedancia de carga (valor de cresta)
- $E_g$  = tensión de excitación efectiva (aplicada entre grilla y cátodo, que puede ser distinta de la aplicada entre grilla y « negativo » o conductor general de retorno) (valor de cresta)
- $P_s$  = potencia de salida sobre la resistencia de carga
- $P_e$  = potencia de entrada a placa
- $P_d$  = potencia disipada en la placa
- $P_g$  = potencia disipada en la grilla
- $E_b$  = tensión continua de placa, neta (entre placa y cátodo)
- $E_c$  = tensión continua de grilla (ídem, ídem)
- $e_b, e_c$  = potenciales instantáneos de placa y grilla respecto de cátodo
- $I_b, I_c$  = corrientes continuas de placa y grilla
- $i_b, i_c$  = valores instantáneos de las mismas
- $\eta$  = rendimiento

### 1. — FORMULAS GENERALES

$$R_i = \left( \frac{de_b}{di_b} \right) \text{ para } e_c \text{ constante y } R_p = 0$$

$$g_m = \left( \frac{di_b}{de_c} \right) \text{ para } e_b \text{ constante y } R_p = 0$$

$$\begin{aligned} \mu &= R_i g_m \\ e_b \text{ mín.} &= E_b - E_p \\ e_b \text{ máx.} &= E_b + E_p \\ e_c \text{ máx.} &= E_g \pm E_c \\ e_c \text{ mín.} &= E_g \pm E_c \\ P_s &= \eta P_e \\ P_d &= P_e - P_s = P_e (1 - \eta) \end{aligned}$$

### 2. — TENSIONES DE CORTE

$E_k$  = tensión negativa de grilla que anula la corriente de placa.

**Triodos:**

$$E_k = E_b / \mu$$

**Tetrodos o pentodos:**

$$E_k = I_0 / g_m \text{ (aproximadamente)}$$

$I_0$  es la corriente de placa para tensión de grilla cero

### 3. — AMPLIFICADORES CLASE A

**Amplificación de tensión:**

$$\frac{E_p}{E_g} = A = \frac{\mu Z_p}{Z_p + R_i} \text{ (operaciones vectoriales si } Z_p \text{ es compleja)}$$

$$\frac{E_p}{E_g} = A = \frac{\mu R_p}{R_p + R_i} \text{ (resistencia pura de carga)}$$

$$\left. \begin{aligned} \text{Tensión de salida } E_p &= A \cdot E_g \\ \text{Potencia de salida } P_s &= \frac{E_p^2}{2 R_p} = \frac{(A E_g)^2}{2 R_p} \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} E_p, E_g \text{ en valo-} \\ \text{res de cresta} \end{array}$$

**Tensión mínima de placa, instantánea:**

$$e_b \text{ mín.} = E_b - E_p$$

El valor de  $e_b$  mínimo para máxima salida es  $0,1 E_b$  a  $0,2 E_b$ .

El valor de  $E_p$  para máxima salida es  $0,8 E_b$  a  $0,9 E_b$ .

**Porcentaje de segunda armónica en la tensión de salida:**

$$\% = \frac{0,5 (i_b \text{ máx.} + i_b \text{ mín.}) - I_0}{i_b \text{ máx.} - i_b \text{ mín.}}$$

siendo  $I_0$  la corriente de reposo (sin señal), y siendo  $i_{b \text{ max.}}$ ,  $i_{b \text{ min.}}$ , los valores máximo y mínimo de la corriente instantánea de placa, obtenidos en las curvas de la válvula para los valores utilizados de carga y excitación.

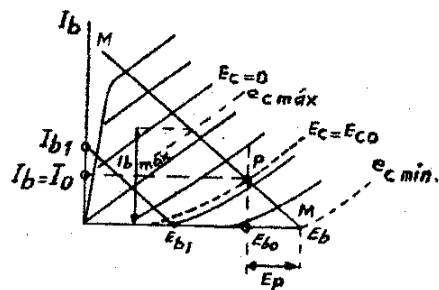


Fig. 43

Diagrama de carga (fig. 43)

Para representar el efecto de una resistencia de carga  $R_p$  sobre las características de placa, se elige una tensión de placa cualquiera  $E_{b1}$ ; se halla  $I_{b1} = E_{b1}/R_p$ . Se llevan estos valores a las características (Fig. 43) y se traza la recta  $E_{b1} I_{b1}$ .

Luego, fijado el régimen de trabajo de la válvula con una tensión continua de placa (o sea, medida en el ánodo de la válvula)  $E_{b0}$  y una corriente continua de placa  $I_0$ , se determina el punto de reposo P y la tensión de polarización de grilla  $E_{c0}$ . Se traza por P una paralela a  $E_{b1} I_{b1}$ ; esta paralela representa la línea de carga real, MM: permite hallar, para clase A, la mínima tensión instantánea de grilla  $e_{c \text{ min.}}$ , la máxima correspondiente  $e_{c \text{ max.}}$  (distante de  $E_{c0}$  en igual número de volts que  $e_{c \text{ min.}}$ , si la excitación es simétrica), las correspondientes  $E_p$ ,  $i_{b \text{ max.}}$ ,  $e_{b \text{ min.}}$ , etc.

Impedancia de entrada:

Si la carga es una resistencia pura, si  $C_g$  es la capacidad grilla-cátodo y  $C_{gp}$  la capacidad grilla-placa, cuando la válvula amplifica A veces, la capacidad dinámica total que aparece entre grilla y cátodo, es, aproximadamente:

$$C_g \text{ dinámica} = C_g + C_{gp} (1 + A)$$

en paralelo con una resistencia cuya expresión es más complicada y que puede ser negativa cuando la carga es inductiva; o infinita, cuando la carga es puramente resistiva.

Realimentación negativa o positiva:

Si una parte de la tensión de salida se realimenta intencionalmente o no a la entrada, se alteran las características del amplificador.

Se supone que la carga es una resistencia pura  $R_p$ , y que A es la amplificación que tendría lugar sin realimentación. A se calcula hallando la impedancia total (que se supone resistiva) formada por el circuito de carga y el de realimentación y considerándola como la  $R_p$  de las fórmulas precedentes.

Sea  $\beta$  la fracción de  $E_p$  que vuelve al circuito de entrada (en la fig. 44,  $-\beta = R_2/(R_1 + R_2)$ , y  $R_p = \frac{R(R_1 + R_2)}{R + R_1 + R_2}$ );

la amplificación con realimentación es:

$$A_r = \frac{A}{1 - \beta A}$$

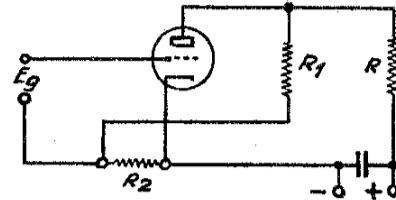


Fig. 44

Si la tensión realimentada está en oposición de fase con la de entrada,  $\beta$  es negativo, y:

$$A_r = \frac{A}{1 + \beta A}$$

La distorsión se reduce en la misma proporción que la ganancia (aprox.). En caso contrario,  $\beta$  es positivo, y para  $\beta = 1/A$  la amplificación resulta infinita, y el amplificador oscila.

Si el factor de realimentación  $\beta A$  es grande frente a 1, se tiene:

$$A_r \approx 1/\beta$$

y la amplificación es independiente de A mientras  $\beta A$  sea grande frente a la unidad.

#### 4. — AMPLIFICADORES SIMETRICOS CLASE A

El conjunto de las dos válvulas equivale a una sola de resistencia interna igual a la mitad de la de una válvula y conductancia mutua doble. La resistencia de carga necesaria por válvula es la mitad de la requerida por el amplificador simple; la potencia de salida es doble, o mayor aún por la anulación de armónicas pares a la salida y por la ausencia de magnetización continua en el transformador de salida.

#### 5. — AMPLIFICADORES CLASE B, SIMETRICOS, PARA AUDIOFRECUENCIA

Si  $i_{b \text{ max.}}$  es la máxima corriente instantánea para una válvula,  $P_d$  la máxima disipación por válvula; y los demás signos como en la introducción:

$$P_e = \frac{2 P_d}{1 - \eta}$$

$$P_s = P_e - 2 P_d$$

$$E_p = \frac{\eta E_b}{0,78} \quad (\text{por válvula})$$

$E_p = \frac{2 P_s}{i_{b \text{ max.}}} =$  tensión alternada de placa  $= E_b - e_{b \text{ min.}}$  para una válvula.

Carga placa-placa:  $R_{pp} = 4 E_p / i_{b \text{ max.}}$

$$I_b = \frac{i_{b \text{ max.}}}{1,57} \quad (\text{para las dos válvulas})$$

El valor del rendimiento  $\eta$  se toma de 0,55 a 0,65, en general (para máxima salida).

Carga por válvula:  $R_p = (1/4) R_{pp}$ .

El diagrama de carga se traza con el valor de  $R_p$ , para determinar la excitación, etc. Para un cálculo más exacto se usan diagramas compuestos.

#### 6. — AMPLIFICADORES CLASE B, RADIOFRECUENCIA MODULADA

Dado que su uso es el de amplificar tensión modulada, las condiciones de trabajo para portadora deben permitir la duplicación de corriente y tensión de radiofrecuencia (al llegar al 100 % de modulación). Hallada pues la máxima potencia conveniente, por el método de la sección 5, se fija un régimen que se aproxime al definido por  $0,5 E_p$  y  $0,5 I_p$  o sea:

$$P_{Brl} = \frac{E_p \text{ max.} \cdot I_p \text{ max.}}{4}$$

siendo  $E_p \text{ max.}$ ,  $I_p \text{ max.}$  los correspondientes a la máxima potencia instantánea en clase B. Con  $E_p \text{ max.} \approx 0,8 E_b$  y  $I_p \text{ max.} = i_{b \text{ max.}} = 1,57 I_b$ , resulta:

$$P_{Brl} = 0,32 P_e \text{ aproximadamente.}$$

Luego, el rendimiento en esta forma de amplificación es próximo a 0,30 — 0,35.

Si se compara este régimen con el máximo posible para la válvula (clase C telegráfica), a igualdad de potencia disipada en el ánodo de la misma, se deduce que la máxima potencia en clase B modulada es próxima a 0,14 de la máxima potencia de entrada en clase C telegráfica, o bien aproximadamente 0,20 de la máxima potencia de salida de la misma válvula en clase C telegráfica (con limitaciones variables, según el tipo de válvula, por condiciones de máxima corriente anódica o máxima disipación tolerable en otros electrodos).

#### 7. — AMPLIFICADORES CLASE C (método aproximado)

El rendimiento se elige entre 65 y 85 %, según las casos:

$$P_e = \frac{P_d}{1 - \eta}$$

$$P_s = P_e - P_d \quad I_b = \frac{P_e}{E_b}$$

El semiángulo de trabajo  $\Theta$  se elige, habitualmente, entre  $60^\circ$  y  $75^\circ$ . Se halla:

$$E_p = \eta E_b K_1 \quad (K_1, \text{ de figura 45}) \text{ siendo } \eta K_1 < 1$$

$$I_p = I_b K_2 \quad (K_2, \text{ de figura 45})$$

$$Z_p = E_p / I_p$$

$$i_{b \text{ max.}} = I_b \cdot K_3 \quad (K_3, \text{ de figura 45})$$

$$e_{b \text{ min.}} = E_b - E_p$$

De las características de la válvula se deduce la cresta de tensión de grilla  $e_{c \text{ max.}}$ . La excitación se calcula con:

$$E_g = \frac{E_b}{\mu} + \frac{1}{1 - \cos \theta} \left( \frac{e_{b \text{ min.}} \cos \theta}{\mu} + e_{c \text{ max.}} \right)$$

y la polarización:

$$E_c = E_g - e_{c \text{ max.}}$$

### 8. — POTENCIA DE EXCITACION EN AMPLIFICADORES

Se calcula para el instante de  $e_{b \text{ min.}}$  y  $e_{c \text{ max.}}$ , conociendo la característica de grilla de la válvula usada.

Se determina el semiángulo de circulación de corriente de grilla  $\theta_g$ :

$$\cos \theta_g = \frac{E_c}{E_g}$$

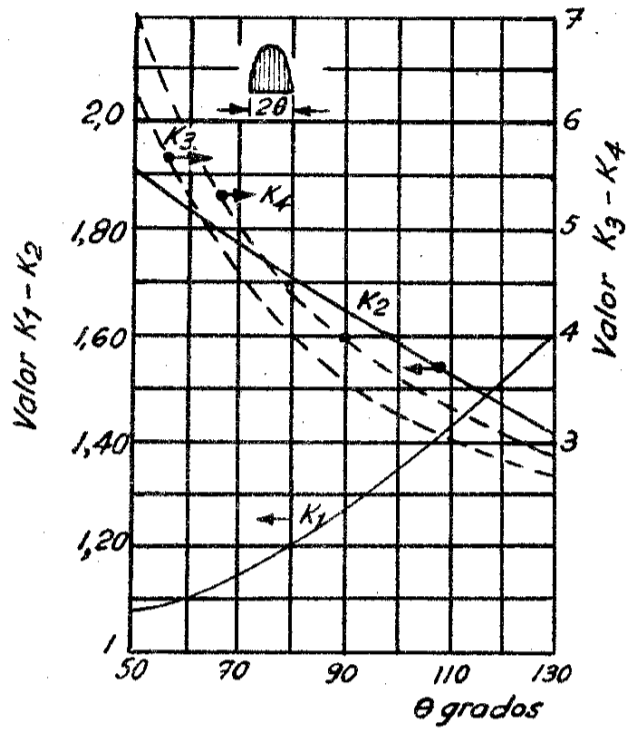


Fig. 45

Se determina en la figura 45, considerando  $\theta_g$  como  $\theta$ , el valor de  $K_4$ . Con los datos  $e_{c \text{ max.}}$ ,  $e_{b \text{ min.}}$  se determina en las características de la válvula la cresta de corriente de grilla  $i_{c \text{ max.}}$ .

La corriente continua de grilla es:  $I_c = i_{c \text{ max.}}/K_4$ .

La potencia de excitación necesaria está dada aproximadamente por:

$$P_g = E_g I_c$$

La resistencia promedio presentada por el circuito grilla-cátodo, está dada por:

$$R_g = \frac{E_g^2}{2 P_g}$$

La resistencia  $R_g$  durante el instante de mínima tensión instantánea de placa es considerablemente menor. El excitador debe poder suministrar la excitación  $E_g$  sobre la resistencia mínima instantánea; por lo cual, su potencia nominal de salida debe ser ampliamente mayor que  $P_g$  (por ejemplo, tres veces mayor, en casos de etapa amplificadora clase B, de onda modulada).

### 9. — AMPLIFICADORES CLASE B, RADIOFRECUENCIA NO MODULADA

Se proyectan como en las secciones 7 y 8, con  $\theta = 90^\circ$ . Este valor es independiente de la excitación, y se obtiene para una tensión de polarización de grilla igual, aproximadamente, a la de corte. La tensión de salida  $E_p$  es aproximadamente proporcional a la de excitación. El rendimiento es:

$$\eta \approx 0,78 \frac{E_p}{E_b}$$

### 10. — MULTIPLICADORES DE FRECUENCIA

El semiángulo de trabajo  $\theta$  se elige entre  $45^\circ$  y  $60^\circ$  o menor aún, si el orden de la armónica a obtener es elevado. Las tensiones de excitación y polarización de grilla son dos o tres veces mayores que las correspondientes al régimen de amplificación clase C.

La carga de placa necesaria (a la frecuencia de la armónica) es de dos a cuatro veces mayor que para el régimen

clase C, citado. La potencia máxima de salida sin exceder la disipación normal es próxima al 60% de la de clase C directa, para la segunda armónica; 40% para la tercera y más o menos en proporción para las siguientes.

Para datos especiales, ver pág. 152.

### 11. — AMPLIFICADORES DE AUDIOFRECUENCIA A RESISTENCIAS

a) Señales débiles.

Cuando una etapa amplificadora debe trabajar a bajo nivel (tensión de salida  $E_p$  del orden de un cinco por ciento de la tensión de alimentación de placa, o menor) el cálculo de amplificación, carga de placa, etc., puede hacerse con buena aproximación con las fórmulas de la sección 3, en que intervienen los valores de  $\mu$  y  $R_i$ .

Los cálculos se aplican directamente (a frecuencias medias) siempre que la capacidad total en paralelo con la resistencia de carga  $R_p$  presente una reactancia cinco o más veces mayor que  $R_p$  (Fig. 46).

La capacidad total es aproximadamente (supuesto  $C_{gp1}$  pequeño y  $C_A$  grande):

$$C = C_{pk} + C_{ca} + C_{cp2} (1 + A_2)$$

siendo  $A_2$  la amplificación de la válvula siguiente (ver sección 3).

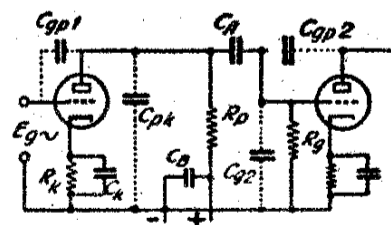


Fig. 46

La amplificación de la válvula 1 a frecuencias altas se calcula hallando la impedancia resultante  $Z_p$  de  $R_p$ ,  $R_g$  y  $C$  en paralelo (pág. 108), siendo  $C$  la capacidad total que se acaba de definir, y aplicando la fórmula:

$$A = \mu \frac{Z_p}{R_i + Z_p} \text{ (operaciones vectoriales)}$$

La amplificación en frecuencias bajas se estima calculando el valor correspondiente a la sola  $R_p$  y multiplicándolo por:

$$\frac{R_g}{\sqrt{R_g^2 + X_A^2}}$$

siendo  $X_A$  la reactancia de  $C_A$ ; y siempre que  $R_g$  sea bastante mayor que  $R_p$  (varias veces).

En estos cálculos se entiende por amplificación la que ocurre de grilla de la primera válvula a grilla de la válvula siguiente.

Se supone que la reactancia de  $C_k$  es mucho menor que  $R_k$  y que la de  $C_b$  es mucho menor que la impedancia de la fuente de alimentación y que  $R_p$ .

b) Señales fuertes.

Cuando la tensión de salida no es mucho menor que la de alimentación, se debe determinar la amplificación, etc., por medio de la línea de carga (sección 3): hallando la respuesta en frecuencia en la misma forma que en el párrafo precedente.

### 12. — AMPLIFICADORES DE POTENCIA EN AUDIOFRECUENCIA

El diseño se hace como se indicó en secciones 3, 4, 5 y sección 11-B.

El transformador de salida se proyecta, en primera aproximación, por el método siguiente (Fig. 47):

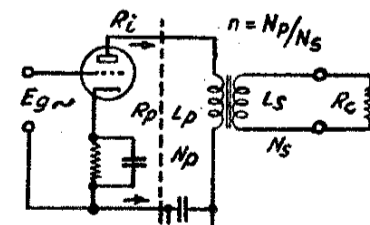


Fig. 47

El transformador presenta a la válvula una resistencia de carga  $R_p$ :

$$\text{Relación de transformación} \quad n = \sqrt{\frac{R_p}{R_c}}$$

Inductancia primaria necesaria:  $L_p = \frac{R_i R_p}{(R_i + R_p) \cdot 2\pi f_{min.}}$  ( $f_{min.}$  = frecuencia más baja a reproducir con una pérdida de 3 dB).

Inductancia de dispersión admisible:  $L_d = \frac{R_i + R_p}{2\pi f_{max.}}$  (frecuencias en c/s, resistencias en ohms, inductancias en henrys).

$L_d$  es la inductancia de dispersión referida al primario.  $f_{max.}$  la frecuencia más alta a reproducir, con 3 dB de pérdida.

Cálculo de  $L_p$ : Ver páginas 93 a 100.

### EJEMPLO DE CALCULO APROXIMADO DE UN AMPLIFICADOR DE POTENCIA

Clase A. — Válvula 845. Disipación tolerable en placa  $P_d = 75$  watts;  $E_b = 1250$  volts.

Cuando no hay excitación, toda la potencia de entrada se disipa en calor. Luego:

$$I_b = 75 \text{ W} / 1250 \text{ V} = 60 \text{ mA máximo}$$

De las características de la válvula, para 1250 volts y 60 miliamperes, sale:  $E_c = -200$  V y máximo  $E_g \cong 200$  V.

La tensión máxima de salida es:  $E_p \cong 0,8 E_b = 1000$  V. Amplificación  $A = 1000 \text{ V} / 200 \text{ V} = 5$  aproximadamente.

La corriente alternada de placa máxima será próxima a  $I_p = 0,8 I_b = 48$  miliamperes.

La resistencia de carga necesaria para este régimen:

$$R_p = \frac{E_p}{I_p} = \frac{1000}{48} \cdot 10^3 = 21.000 \text{ ohms}$$

La potencia de salida:

$$P_s = \frac{1}{2} \times 1000 \times 0,048 = 24 \text{ watts}$$

El rendimiento:  $\frac{24 \text{ W}}{75 \text{ W}} = 0,32 = 32 \%$

Clase B. — Sea un par de válvulas 805. La disipación máxima del par es 250 watts.

Sea  $E_b = 1500$  volts. Para obtener un rendimiento de 0,6 a máxima salida, tendremos según la sección 5:

$$\text{Entrada: } P_s = \frac{250 \text{ W}}{1 - 0,6} = 625 \text{ W máx.}$$

Corriente anódica continua, a máxima salida:

$$I_b \text{ máx.} = \frac{625 \text{ W}}{1500 \text{ V}} = 0,417 \text{ A}$$

Cresta de corriente instantánea por válvula:

$$i_b \text{ máx.} = 1,57 \times 0,417 \text{ A} = 0,655 \text{ A}$$

Potencia de salida:

$$P_s = 0,6 \times 625 = 375 \text{ W}$$

Tensión alternada de placa:

$$E_p = \frac{2 \times 375 \text{ W}}{0,655 \text{ A}} = 1150 \text{ V}$$

Resistencia de carga, placa-placa:

$$R_{pp} = \frac{4 \times 1150 \text{ V}}{0,655 \text{ A}} = 7020 \Omega$$

Tensión de polarización de grilla: para punto de reposo próximo al corte, según las características de la válvula, se requiere  $E_c$  entre (-10) y (-25 V), con la tensión anódica de 1500 volts.

Tensión mínima instantánea de placa:

$$e_b \text{ mín.} = 1500 - 1150 \text{ V} = 350 \text{ V}$$

Con este valor y el de  $i_b \text{ máx.} = 0,655$  A por válvula, se halla la cresta de excitación que no debe penetrar en la zona de gran curvatura de las características;  $e_c \text{ máx.} = +115$  V.

La tensión de excitación por válvula (amplitud), para  $E_c = -25$  volts.

$$E_g = 115 + 25 \text{ V} = 140 \text{ V}$$

la excitación grilla-grilla

$$E_{gg} = 2 \times 140 = 280 \text{ V}$$

Cresta de corriente de grilla: con  $e_c \text{ máx.}$  y  $e_b \text{ mín.}$  se halla:

$$i_g \text{ máx.} = 130 \text{ mA aprox.}$$

(sección 8)  $\cos \Theta_g \cong \frac{25 \text{ V}}{140 \text{ V}} = 0,18 \therefore \Theta_g = 80^\circ \text{ aprox.}$

De la figura 45 con  $\Theta = 80^\circ$  hallamos  $K_4 = 4,4$  y deducimos la corriente continua de grilla a máxima salida:

$$I_c = \frac{130 \text{ mA}}{4,4} = 30 \text{ mA por válvula}$$

y la potencia de excitación por válvula:

$$P_g = 140 \text{ V} \times 0,03 \text{ A} = 4,2 \text{ W}$$

o para el par, 8,4 watts.

Clase C. — Válvula 809;  $\mu = 50$ ;  $P_d = 25$  W

$$E_b = 750 \text{ V}$$

(sección 7)

Para obtener un rendimiento  $\eta = 0,70$ , se halla:

$$P_s = \frac{25 \text{ W}}{1 - 0,70} = 84 \text{ W}$$

$$I_b = \frac{84 \text{ W}}{750 \text{ V}} = 112 \text{ mA}$$

(corresponde a un régimen un poco sobrecargado para esta válvula):

$$P_s = 84 - 25 = 59 \text{ W}$$

Adoptemos un semiángulo de trabajo  $\Theta = 70^\circ$ . luego  $\cos \Theta = 0,342$ . De la figura 45

$$K_1 = 1,14$$

$$K_2 = 1,77$$

$$K_3 = 4,55$$

Cálculo:  $E_p = 0,70 \times 750 \times 1,14 = 600 \text{ V}$

$$I_p = 1,77 \times 112 \text{ mA} = 198 \text{ mA}$$

$$Z_p = \frac{600 \text{ V}}{0,198 \text{ A}} = 3030 \Omega$$

$$i_b \text{ máx.} = 4,55 \times 112 \text{ mA} = 0,51 \text{ A}$$

$$e_b \text{ mín.} = 750 \text{ V} - 600 \text{ V} = 150 \text{ V}$$

sale:  $e_c \text{ máx.} = +90$  V (de las características)

$$E_g = \frac{750}{50} + \frac{1}{1 - 0,342} \left( \frac{150 \times 0,342}{50} + 90 \right) = 153 \text{ V}$$

$$-E_g = 153 - 90 = 63 \text{ V}$$

$$\cos \Theta_g = \frac{63}{153} = 0,41$$

$$\Theta_g = 66^\circ \text{ aprox.}$$

$$K_4 = 5,3$$

Como las características no indican datos de corriente de grilla, no hay elementos para calcular la potencia de excitación. Normalmente se puede estimar que su valor no pasa de 1/15 de la potencia de salida, para válvulas de factor de amplificación no muy pequeño.

Cálculo del circuito de placa en amplificadores de radiofrecuencia (sintonizado en paralelo)

Se fija la calidad  $Q$  del circuito en condiciones de trabajo (cargado); se suele tomar  $Q = 10$  como valor conveniente. No conviene menor de 5 (excesivas armónicas) ni mayor de 20 (bajo rendimiento de circuito y excesivas corrientes circulantes).



**Ejemplo de aplicación**

Sea un instrumento de  $I_m = 1 \text{ mA}$  y  $R_i = 100 \text{ ohms}$ , con una pila de  $E = 22,5 \text{ V}$ .

**Alcance máximo:** Será, según la fórmula (1), próximo a

$$R_{x \text{ max}} = \frac{19 \times 22,5}{1 \times 10^{-3}} = 428 \text{ k}\Omega$$

Prácticamente podrá calibrarse hasta 500.000 ohms.

**Resistencia serie:** Fórmula (2)

$$R = \left( \frac{22,5}{1,1 \times 10^{-3}} - 100 \right) = 20,4 \text{ k}\Omega$$

**Calibración:** Fórmula (3).

$R_x$ (ohms)	Lectura de M en porciento de plena escala
0	100 %
1.000	96 "
3.000	87 "
5.000	80 "
10.000	67 "
20.000	50 "
50.000	29 "
100.000	17 "
300.000	6 "
500.000	4 "

La resistencia de ajuste de cero sería de un valor máximo de  $10 \times 100 = 1000 \text{ ohms}$  en serie con una fija de 500 ohms.

**b) OHMETROS PARA BAJAS RESISTENCIAS**

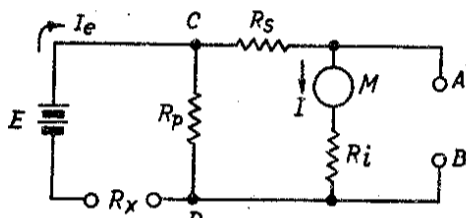


Fig. 51

**Datos:**

$E =$  tensión de pila a utilizar

$I_m =$  como en el caso (a)

$R_i =$  como en el caso (a).

$I_{e \text{ max}} =$  máxima corriente que se tolera en el accesorio a medir.

Se calcula

$$R_{CD} = \frac{E}{I_{e \text{ max}}} \quad (1)$$

La resistencia  $R_s$  será aproximadamente igual a:

$$R_s = \frac{E}{1,1 I_m} - R_i \quad (2)$$

La resistencia patrón principal  $R_p$  será aproximadamente

$$R_p = \frac{(R_s + R_i) R_{CD}}{(R_s + R_i) - R_{CD}} \quad (3)$$

La curva de calibración se deduce de:

$$I \cong \frac{E_{CD}}{R_s + R_i} \cong I_m \frac{R_{CD}}{R_{CD} + R_x} \quad (4)$$

El ajuste de cero se hace como en el caso (a).

**Ejemplo de aplicación**

Sea el mismo instrumento del caso (a) con una pila de 1,5 V. La máxima corriente tolerable en el accesorio que se mide se fija en 60 mA.

Fórmula (1):  $R_{CD} = \frac{1,5}{60 \times 10^{-3}} = 25 \text{ ohms}$

Fórmula (2):  $R_s = \frac{1,5}{1,1 \times 10^{-3}} - 100 = 1260 \text{ ohms}$

Fórmula (3): Resistencia patrón

$$R_p = \frac{(1260 + 100) \cdot 25}{(1260 + 100) - 25} = 25,5 \text{ ohms}$$

**Calibración: Fórmula (4)**

$R_x$ (ohms)	Lectura de M en porciento de plena escala
1	96 %
3	89
5	83
10	72
20	56
30	45
50	33
100	20
150	14
200	11
500	5

**c) Puente de Wien**

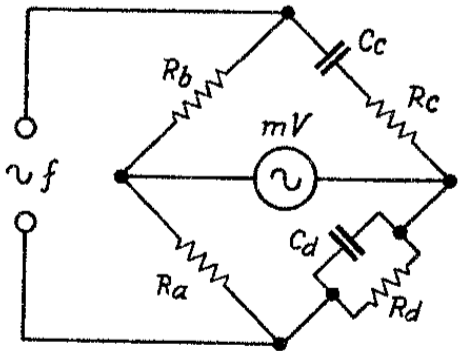


Fig. 52

En todas las fórmulas:  $f$  en c/s; capacidad en F; resistencias en ohms; auto-inducciones en H.

El puente está equilibrado cuando se cumplen simultáneamente las dos condiciones siguientes:

$$\left\{ \begin{aligned} \omega^2 &= \frac{1}{R_a R_c C_d C_c} \\ \frac{C_d}{C_c} &= \frac{R_b}{R_a} - \frac{R_c}{R_d} \end{aligned} \right.$$

siendo  $\omega = 2\pi f$ .

**Casos especiales:** Si  $C_c = 2 C_d$  y  $R_d = 2 R_c$  el puente queda en equilibrio cuando  $R_b = R_a$ . Esta combinación es útil para circuitos de realimentación.

Si  $C_c = C_d$  y  $R_b = 2 R_a$  el puente queda en equilibrio para  $R_c = R_d$  y si se varían en tándem  $R_c$  y  $R_d$  manteniéndolos iguales entre sí, la frecuencia de equilibrio es:

$$f = \frac{1}{2\pi R_a C_d} = \frac{1}{2\pi R_c C_c}$$

Esta combinación es muy indicada para frecuencímetros y osciladores de audiofrecuencia.

**d) Puente de Maxwell**

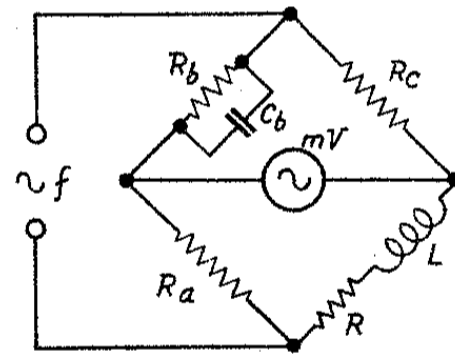


Fig. 53

En todas las fórmulas:  $f$  en c/s; capacidades en F; resistencias en ohms; auto-inducciones en H.

El puente está en equilibrio cuando se cumplen simultáneamente las dos condiciones siguientes:

$$\left\{ \begin{aligned} L &= C_b R_a R_c \\ Q_L &= Q_b \end{aligned} \right.$$

Siendo

$$Q_L = \frac{\omega L}{R}; \quad Q_b = \frac{R_b}{X_b};$$

$$X_b = \frac{1}{\omega C_b}; \quad \omega = 2\pi f.$$

Si se conocen  $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$  y  $C_b$ , se puede usar el puente para medir  $L$  y  $Q_L$ . Se hacen variables  $R_b$  y  $R_a$ . El dial de  $R_b$  se calibra en valores de  $Q_b$ , una vez fijado el valor de  $C_b$  y el de la frecuencia  $f$ . El dial de  $R_a$  se calibra directamente en valores de  $L$ . El alcance del puente se puede variar en pasos decimales usando diversas  $R_c$  múltiplos de 10.

El valor de  $L$  obtenido es independiente de la frecuencia que alimenta el puente.

El valor de  $Q_L$  leído en el dial de  $Q$  depende, en cambio, de  $f$ . Si se altera ésta, debe afectarse de un factor de corrección a la lectura de  $Q$ .

Si el generador de audiofrecuencia que alimenta al puente posee armónicas importantes, éstas harán que el indicador de cero (que puede ser un milivoltímetro o un teléfono) presente una indicación residual en lugar de dar cero cuando el puente está en equilibrio. En tal caso es necesario proveer al indicador de cero con un filtro pasa bajos, o con circuitos resonantes a la frecuencia  $f$ .

Cuando se miden bobinas con núcleo magnético cerrado puede ser imposible encontrar el cero, cuando la inducción en el núcleo es muy pequeña. En tales casos suele ocurrir que el valor de L va variando pronunciadamente a medida que se ajustan los valores de las resistencias variables, y si al mismo tiempo el Q resulta pequeño (menor que 1, por ejemplo), el cero resulta móvil y la medición se hace irrealizable.

*Ejemplo numérico:* Para frecuencias de audio un valor de  $C_b$  de 0,01 a 0,1  $\mu\text{F}$  es conveniente. Sea  $f = 1000 \text{ c/s}$ ;  $C_b = 0,1 \mu\text{F}$ . Para valores máximos de Q de 100, por ejemplo, habrá que usar una  $R_b$  de valor máximo  $100 X_b$ , o sea

$$X_b = 1590 \Omega \quad R_b = 159 \text{ k}\Omega.$$

Se podrá usar por ejemplo 250  $\text{k}\Omega$ .

La resistencia variable principal  $R_c$  puede ser por ejemplo de 5000 ohms máximo. Para medir entonces valores de L hasta un máximo, por ejemplo, de 100 H, deberá usarse una  $R_c$  de:

$$R_c = \frac{L}{C_b R_a} = \frac{100}{10^{-7} \cdot 5 \cdot 10^5} = 200 \text{ k}\Omega.$$

Si se cambiara esta  $R_c$  por otra de 20  $\text{k}\Omega$  el alcance para L sería de 10 H, y así sucesivamente.

Si se deseara medir una bobina de  $L = 15 \text{ H}$  y  $Q = 5$ , por ejemplo, debería quedar la  $R_c$  de 200  $\text{k}\Omega$ , y el ajuste del puente a cero haría que  $R_a$  tomara el valor.

$$R_a = \frac{15}{10^{-7} \cdot 2 \cdot 10^5} = 750 \Omega$$

y  $R_b$  el valor

$$R_b = 5 X_b = 8000 \Omega \text{ aproximadamente.}$$

**e) PUENTE T**

(Ver también pág. 101).

En todas las fórmulas: f en c/s; capacidades en F; resistencias en ohms; autoinducciones en H;  $\omega = 2 \pi f$ .

**e - 1) Combinación adecuada para medición de L y Q en radiofrecuencia**

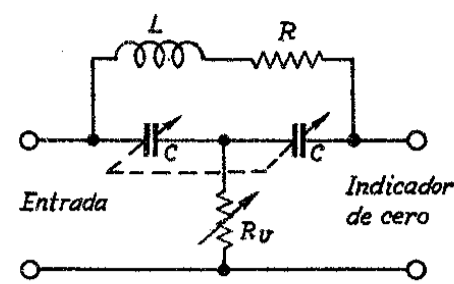


Fig. 54

Los dos condensadores C son calibrados, iguales entre sí, y manejados en tándem. En cada caso deben ajustarse C y  $R_v$  para obtener el equilibrio.

*Ecuaciones de equilibrio*

$$L = \frac{2}{\omega^2 C} = \frac{1}{\omega^2 (C/2)}$$

$$Q = \frac{4 R_c}{\omega L} = 2 \omega C R_c$$

El indicador de cero debe ser sensible y recibir señal solamente a través del circuito. La capacidad a tierra de los condensadores variables C no debe ser exagerada por demasiada proximidad a blindajes, chasis, etc.

**e - 2) Combinación adecuada para atenuar una frecuencia con transición gradual a ambos lados**

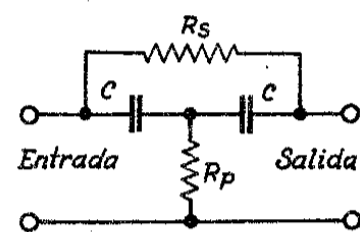


Fig. 55

*Fórmulas de diseño*

$$\frac{R_s}{R_p} = 2 \left[ \left( \frac{E_e}{E_s} \right)_0 - 1 \right] \quad (1)$$

Siendo  $(E_e/E_s)_0$  la relación de tensiones que se produce en la frecuencia de máxima atenuación  $f_0$ . Se supone que la impedancia a la que está conectada la salida es infinita.

El valor de  $R_p$  se fija por comparación con la resistencia interna del generador utilizado para proveer la tensión  $E_s$ , sabiendo que la impedancia de entrada presentada a  $E_s$  es:  $Z_e \cong (-j X_c/2)$  a frecuencias tales que  $R_s$  sea mucho menor que  $X_c$ ; o bien

$$Z_e \cong R_p - j X_c$$

a frecuencias tales que  $R_s$  sea mucho mayor que  $X_c$ .

El valor de  $C$  es

$$C = \frac{1}{2 \pi f_o \sqrt{R_p R_s}} \quad (2)$$

Las frecuencias  $f_1$  y  $f_2$  para las cuales la atenuación es de 6 dB ( $E_s/E_e = 0,50$ ) cumplen con la relación

$$\frac{f_1}{f_2} = \frac{\beta}{\alpha} \quad (3)$$

siendo  $\beta$  y  $\alpha$  dados por las curvas adjuntas.

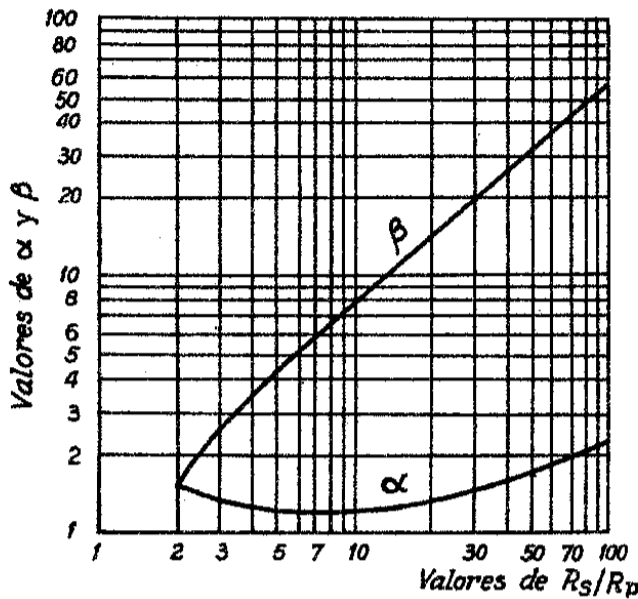


Fig. 56

El valor de  $f_1$  es

$$f_1 = \frac{1}{2 \pi C X_1} \quad (4) \quad \text{siendo } X_1 = \alpha R_p \quad (5)$$

El valor de  $f_2$  se deduce de inmediato.

Ejemplo de aplicación

Sea un ecualizador que produzca una atenuación de 12 dB en  $f_o = 1100$  c/s, con un generador de resistencia interna del orden de 100 ohms.

Para 12 dB:  $E_s/E_e = 4$ .

Si se elige  $R_p$  cuatro o cinco veces mayor que la resistencia del generador, se obtiene un funcionamiento conveniente. Luego, fijamos por ejemplo:  $R_p = 500$  ohms.

Fórmula (1):  $\frac{R_s}{R_p} = 2 [4 - 1] = 6$ .

Luego  $R_s = 6 \times 500 = 3000 \Omega$ .

Fórmula (2):  $C = \frac{1}{6,28 \cdot 1100 \sqrt{500 \cdot 3000}} = 0,118 \mu F$

De las curvas, para  $R_s/R_p = 6$ :

$\alpha = 1,1 \quad \beta \cong 5$ .

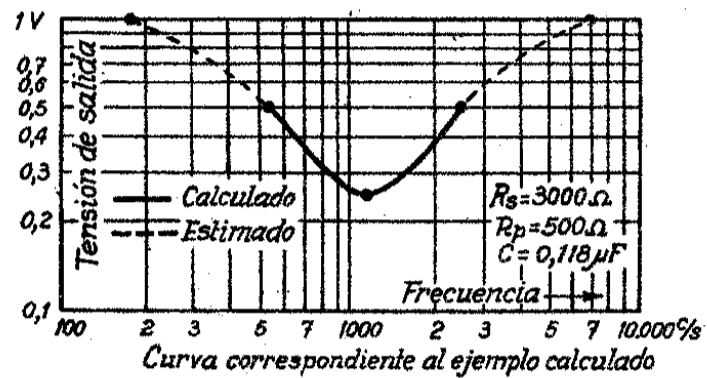


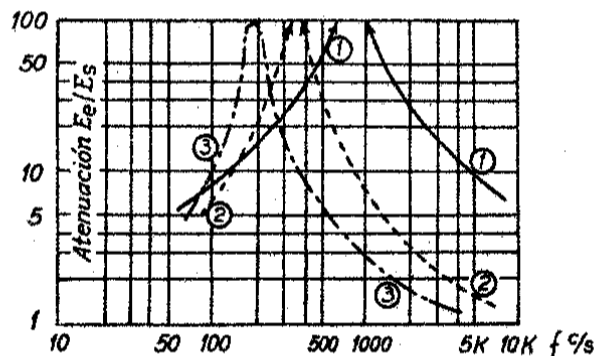
Fig. 57

Fórmula (3):  $\frac{f_1}{f_2} = \frac{5}{1,1} = 4,55$ .

Fórmula (5):  $X_1 = 1,1 \times 500 = 550 \Omega$ .

Fórmula (4):  $f_1 = \frac{1}{6,28 \cdot 0,118 \cdot 10^{-6} \cdot 550} = 2450$  c/s.

Luego  $f_2 = 2450/4,55 = 538$  c/s.



CURVAS EXPERIMENTALES  
 ①:  $C=0,1 \mu F \quad R_p=26 \Omega \quad R_s=100 K \Omega$   
 ②:  $C=0,1 \mu F \quad R_p=150 \Omega \quad R_s=100 K \Omega$   
 ③:  $C=0,1 \mu F \quad R_p=500 \Omega \quad R_s=100 K \Omega$

Fig. 58

La respuesta será:  $E_s \cong E_e$  en frecuencias dos a tres veces mayores que  $f_1$  y menores que  $f_2$ : caída de 6 dB en 2450 y 538 c/s, y caída de 12 dB, en 1100 c/s (fig. 57).

e-3) Combinación adecuada para suprimir una frecuencia  $f_o$ .

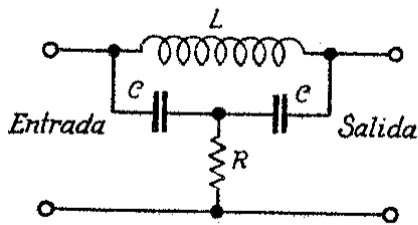


Fig. 59

Suprime la frecuencia resonante de  $L$  con la resultante de las dos  $C$  en serie ( $f_o$ ).

El  $Q$  de la bobina debe ser mayor que 10. Las frecuencias diferentes de  $f_o$  no sufren prácticamente influencia alguna.

Siendo

$$\omega_o = 2 \pi f_o$$

$L$  y  $R$  deben satisfacer las ecuaciones

$$L = \frac{1}{\omega_o^2 (C/2)}$$

$$R = \frac{Q \omega_o L}{4}$$

El valor de  $R$  es la cuarta parte de la impedancia resonante en paralelo ( $Z_r$ ) de la bobina  $L$ . El circuito puede servir por tanto para la medición directa de la  $Z_r$ .

$$Z_r = Q \omega_o L = 4R.$$

TABLA DE CARACTERÍSTICAS TÍPICAS DE RELAYS (33)

a) Relays industriales

Espiras bobina	Corriente alternada 60 c/s		Corriente continua		Resistencia en corr. continua ohms	Impedancia a 60 c/s ohms
	V	A	V	A		
200	6	2,4	1,5	2,7	0,55	4
300	9	1,76	1,1	2,25	1	8
400	12	1,6	1	1,8	1,6	12
500	15	1,27	0,79	3,75	2,6	19
620	18	0,96	0,80	4,5	4	30
770	20	0,67	0,42	5,5	6	47
920	24	0,56	0,35	6	9	68
1900	50	0,27	0,17	12	39	300
4200	115	0,14	0,08	24	180	1437
5050	150	0,12	0,07	32	265	2080
7000	230	0,098	0,06	50	600	4107
12000	380	0,05	0,03	82	1600	12200
15000	440	0,038	0,024	115	3200	18330
25000	700	0,022	0,014	230	10000	51000

b) Relays de tamaño pequeño

100	2,5	4,6	2,3	0,67	3,3	0,2	0,87
300	6	1,5	0,76	2	1,1	1,8	7,9
450	10	1,1	0,56	3	0,75	4	18
1100	24	0,35	0,23	7	0,26	27	100
2200	50	0,21	0,13	14	0,12	118	400
5000	115	0,09	0,057	35	0,058	605	2037
10.000	230	0,04	0,024	70	0,024	2910	9700

c) Relays telefónicos

Los hay de sensibilidades muy diversas. Los tipos normales alimentados con corriente continua suelen consumir potencias del orden de 30 a 50 miliwatts y excitarse con 1 a 10 mA, según sean sus cantidades de espiras.

## CIRCUITOS CON RELAYS

### d) Relay de tiempo electrónico

(34)

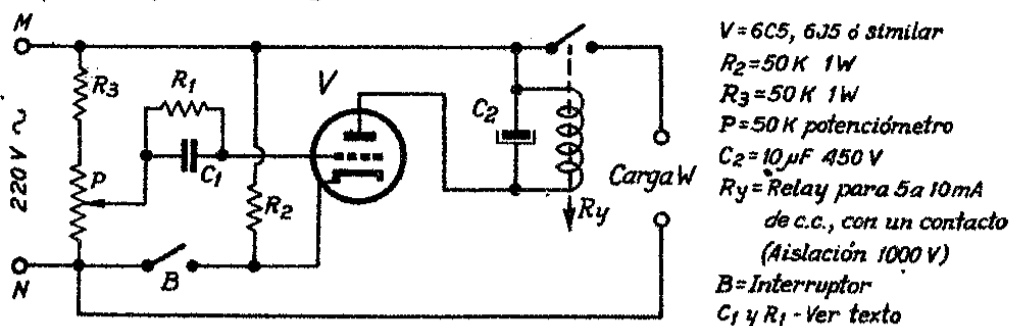


Fig. 60

Cuando el interruptor B está abierto, el cátodo se encuentra casi al potencial de M. La grilla está cargada negativamente en valor medio; la corriente de placa está cortada.

Al cerrar B, el cátodo pasa al potencial de N. Si el cursor de P está sobre N, sólo queda entre grilla y cátodo la carga de  $C_1$ . Al cabo de un tiempo tres a cuatro veces mayor que  $(C_1 R_1)$ , la carga de  $C_1$  disminuye lo suficiente para permitir que la válvula conduzca. Entonces ésta rectifica en placa: la componente continua excita el relay y la componente alternada deriva por  $C_2$ .

Para despegar el relay debe abrirse a B con lo cual el aparato queda listo para una nueva operación.

Se disminuye el tiempo de retardo acercando el cursor de P al punto M con lo que: 1) se disminuye la tensión negativa a que se carga  $C_1$  cuando B está abierto, y 2) se agrega una tensión alternada en serie con la carga  $C_1$  cuando B queda cerrado, provocando la conducción de la válvula antes de que  $C_1$  se haya descargado por completo.

Valores de  $R_1 - C_1$ .—Para un retardo máximo de unos 15 seg:  $R_1 = 2$  megohms y  $C_1 = 2$  microfarads. El tiempo mínimo es del orden de 1 seg.

El tiempo de máximo retardo (cursor de P sobre N) resulta bastante influenciado por la tensión de línea. Conviene por ello no utilizar normalmente tiempos mayores de  $2 R_1 C_1$ .

— 164 —

### e) Relay de tiempo térmico

Es la combinación de una resistencia RT que calienta un contacto bimetalico B, con un relay E provisto de tres contactos PQR. Los contactos P y Q se cierran cuando el relay queda excitado. El contacto R está cerrado cuando el relay no está excitado, y se abre al mismo tiempo que cierran P y Q. (R recibe el nombre de contacto de reposo).

La carga W queda conectada a la tensión principal por intermedio del relay de tiempo, de modo que, entre el momento en que se cierra el interruptor "Int" y el de recibir energía la carga W, transcurre un lapso que depende de la constante de tiempo térmica del conjunto RT - B.

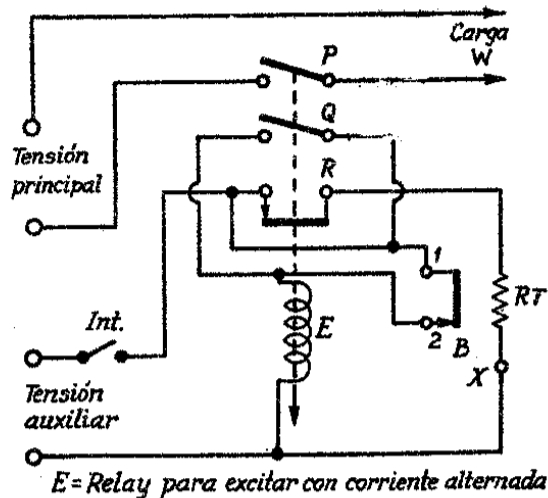


Fig. 61

Funcionamiento.—Antes de cerrar "Int" el relay está sin excitación (despegado). P y Q están abiertos y R cerrado. Al cerrar "Int" se calienta RT, y al cabo del tiempo característico de RT y B, el contacto bimetalico B cierra, uniendo los puntos 1 y 2. Queda ahora excitada la bobina E: cierran los contactos P y Q y abre el contacto R.

El contacto Q, conectado en paralelo con 1-2, mantiene excitado a E después que el bimetálico B se ha enfriado. El contacto P envía energía a la carga. El contacto R queda abierto mientras el relay está pegado, permitiendo el enfriamiento de RT - B que queda así listo para otra operación.

— 165 —

Para interrumpir la corriente en la carga, debe abrirse el circuito por medio de "Int". Una vez que el contacto Q ha sido abierto por un instante, el conjunto se desengancha; y para que la carga W vuelva a recibir energía, debe volver a cumplirse el retardo.

Se puede conseguir que el circuito se ponga en acción mediante un contacto instantáneo, agregando un nuevo relay que sustituya al interruptor "Int". Véase el párrafo f) siguiente.

La tensión auxiliar y la tensión principal pueden ser una sola. En tal caso el relay y la unidad térmica deben ser apropiados para funcionar con la tensión principal.

Puede variarse el retardo variando la corriente que circula por RT, cuidando de no exceder el régimen máximo de ésta.

### f) Comando por impulsos breves en un circuito combinado con relay de sobrecarga

(Comando por botonera)

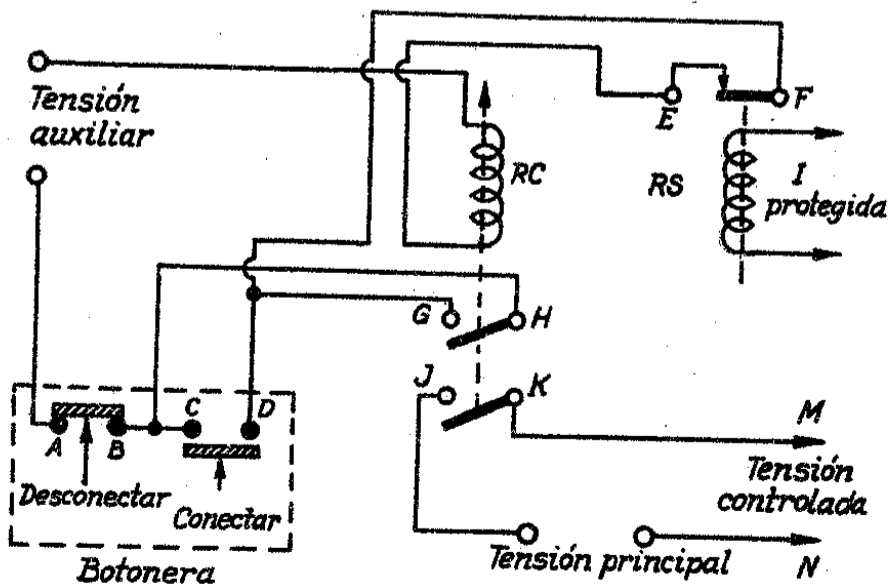


Fig. 62

La botonera de comando posee un botón de "Desconexión" cuyos contactos están normalmente unidos (AB) y un botón de "Conexión" cuyos contactos están normalmente abiertos (CD). El relay de conexión RC posee dos contactos que cierran cuando el relay está excitado.

— 166 —

El relay de sobrecarga RS posee un contacto EF que se abre cuando el relay está excitado con un valor excesivo de corriente protegida I; pero este contacto EF se mantiene cerrado mientras el valor de la corriente I es normal.

Cuando se oprime (largamente o brevemente) el botón de conexión CD, la corriente pasa en forma de un impulso por AB, CD, EF, y excita la bobina del relay de conexión RC. Al excitarse RC se cierra el contacto de retención GH que continúa manteniendo interconectados los puntos CD después de haber sido soltado el botón de conexión. El relay RC queda cerrado, y los contactos JK dan paso a la corriente principal o, lo que es lo mismo, a la tensión controlada.

Si se oprime por un instante (o largamente) el botón de desconexión AB, queda sin excitación RC y se abren los contactos GH y JK. Aunque la maniobra de AB haya sido breve, el relay RC no vuelve a excitarse una vez abierto el contacto GH, puesto que el contacto CD está normalmente abierto y no hay otra vía para la corriente de excitación.

Para restablecer la excitación de RC es por tanto necesario volver a oprimir el botón de conexión CD.

Si la corriente protegida I aumenta anormalmente por un instante, los contactos EF se separan brevemente y ello produce el mismo efecto que la maniobra del botón de desconexión AB. Cuando los contactos EF, pasada la sobrecarga, vuelven a unirse, encuentran el circuito ya abierto en GH y el relay de conexión RC no vuelve a excitarse hasta que no sea oprimido el botón de conexión CD.

Un tercer contacto que se agregue al relay RC puede substituir al interruptor "Int" del circuito (e) (Relay de tiempo térmico) o al interruptor B del circuito (d) (Relay de tiempo electrónico). De esta manera, al actuar sobre el botón de conexión CD del presente párrafo (f), el circuito (f) envía inmediatamente tensión a los puntos MN por medio del contacto JK; y además por medio de dicho tercer contacto agregado a RC, pone en marcha al relay de tiempo de los circuitos (d) o (e). Al cabo del lapso correspondiente, la carga W de estos circuitos recibe a su vez tensión principal (la "tensión principal" de los respectivos esquemas).

— 167 —

g) Relays escalonados para funcionar como llave selectora

Esta combinación tiene por objeto comunicar el punto S2 selectivamente con los puntos 1' 2' 3' por medio de un selector S1 eléctricamente independiente del circuito controlado.

Cuando S1 está en la posición 1, los relays R1 R2 están sin excitación. El contacto móvil M1 en reposo, comunica con A, y queda S2 conectado con 1'.

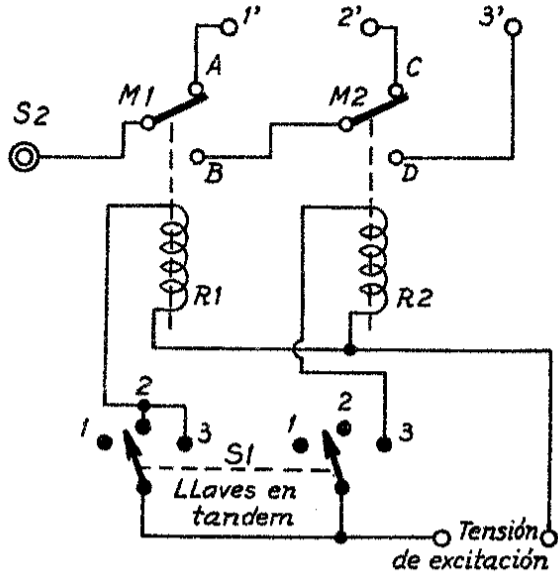


Fig. 63

Cuando S1 está en la posición 2, el relay R1 está excitado y el contacto móvil M1 toca con B. Como el relay R2 no está excitado, M2 toca con C y queda así formada la serie S2 — B — M2 — C — 2'.

Cuando S1 está en la posición 3, ambos relays están excitados: la serie es S2 — B — M2 — D — 3'.

Se pueden agregar más posiciones incluyendo un nuevo relay cuyo contacto móvil esté conectado a D, etc.

Todos los relays de esta combinación son inversores (un contacto activo y uno de reposo).

LINEAS DE TRANSMISION

$Z = R + j\omega L =$  impedancia serie por unid. de longitud;  $Y = G + j\omega C =$  admitancia paralelo íd. íd.

R, resistencia efectiva por cm (ida y vuelta)  $G =$  conductancia por cm

L, autoinducción íd. íd  $C =$  capacidad íd. íd.  
 $\omega = 2\pi f : f,$  en ciclos/s

(1) Impedancia característica:

$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$  (dieléctrico de aire entre conductores)

$Z_0 = \frac{1}{\sqrt{K}} \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$  (con dieléctrico de constante K)

En la última fórmula C se calcula como si entre los conductores hubiera aire.

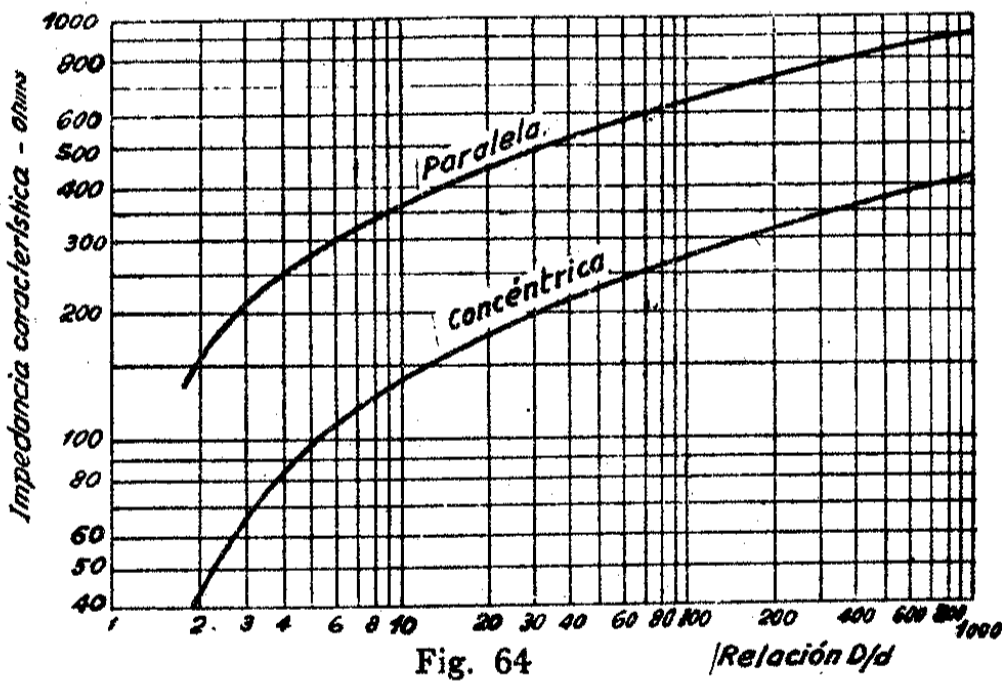


Fig. 64

Lineas de transmisión - Impedancia característica

Línea paralela

$Z_0 = 276 \log_{10} \left[ \frac{D}{d} + \sqrt{\left(\frac{D}{d}\right)^2 - 1} \right]$

Línea concéntrica

$Z_0 = 138 \log_{10} \frac{D}{d}$  — 170 —

IMPEDANCIA CARACTERISTICA

de distintos tipos de líneas de transmisión en radiofrecuencia

(Conductores de cobre; dieléctrico de aire) (10 a—22—27)

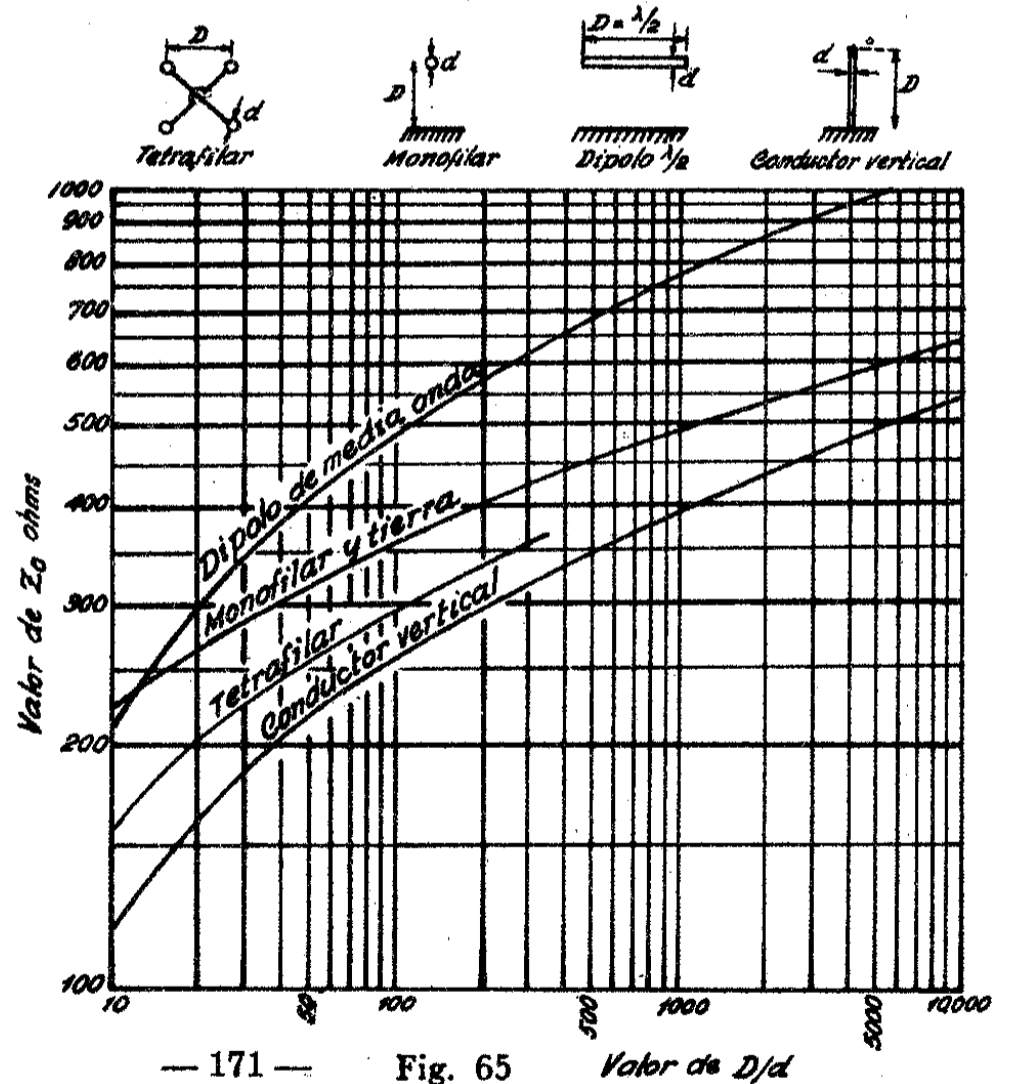


Fig. 65

Valor de D/d

(2) Constante de propagación

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

R, L y C para las condiciones reales de la línea, por cm.  
 $\alpha$  = atenuación en nepers  
 $\beta$  = constante de fase en radianes

(3) Líneas de baja pérdida

$$\alpha = \frac{R}{2Z_0} + \frac{GZ_0}{2}$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC} - \frac{RG}{4\omega \sqrt{LC}}$$

$$Z_0 \cong \sqrt{\frac{L}{C}}$$

(4) Líneas de alta pérdida en serie

Hasta R del orden de  $\omega L$  puede aplicarse la fórmula del caso precedente para  $\alpha$ .

Siendo:  $b = \frac{R}{\omega L} = \frac{R\lambda}{2\pi cL}$   $\left\{ \begin{array}{l} c = \text{veloc. de la luz} \\ \lambda = \text{long. de onda} \end{array} \right.$

Para  $3R < \omega L$

$$|Z_0| \cong \sqrt{\frac{L}{C}} \left(1 + \frac{b^2}{8}\right)$$

(5) Valores numéricos (27)

Línea bifilar de cobre, en aire

$$\alpha = \frac{26 \cdot 10^{-2}}{d_{cm}} \frac{\sqrt{f}}{\log_{10} \frac{2D}{d}} \text{ (dB/km)}$$

$f$ , frecuencia en Mc/s  
 $d$ , diámetro alambre, cm  
 $D$ , separación, cm

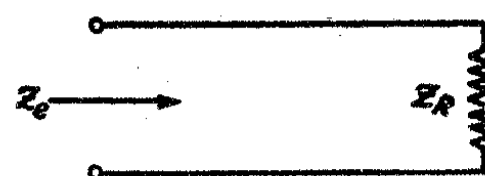
Línea concéntrica, cobre  
 (óptima:  $D/d = 3,6$ ;  $Z_0 = 77$ )

$$\alpha = \frac{2\sqrt{f}}{D} \text{ (dB/km)}$$

$f$ , frecuencia en Mc/s  
 $D$ , diámetro interno del tubo externo, cm

(6) Impedancia de entrada de líneas

$$Z_e = Z_0 \frac{a \cdot \text{ch } \gamma l + \text{sh } \gamma l}{\text{ch } \gamma l + a \cdot \text{sh } \gamma l} \quad \text{siendo} \quad a = \frac{Z_R}{Z_0}$$



El valor de  $\gamma$  se obtiene como en el párrafo (2). En general es un número complejo, por lo cual en la fórmula para  $Z_e$  debe aplicarse la teoría de funciones hiperbólicas de complejos.

(6-1) Receptor en cortocircuito  $Z_R = 0$

$$Z_e = Z_0 \cdot \text{th } \gamma l$$

(6-2) Receptor abierto:  $Z_R = \infty$ .

$$Z_e = \frac{Z_0}{\text{th } \gamma l}$$

Cuando  $\alpha < 4\beta$  (ver párrafo 3) las funciones hiperbólicas se pueden calcular como si fueran circulares con suficiente aproximación:

$$\begin{array}{ll} \text{sh } jb = j \text{ sen } b & \text{sen } jb = j \text{ sh } b \\ \text{ch } jb = \text{cos } b & \text{cos } jb = \text{ch } b \\ \text{th } jb = j \text{ tg } b & \text{tg } jb = j \text{ th } b \\ \text{sh } (a + jb) = \text{sh } a \cdot \text{cos } b + j \text{ ch } a \cdot \text{sen } b \\ \text{ch } (a + jb) = \text{ch } a \cdot \text{cos } b + j \text{ sh } a \cdot \text{sen } b \end{array}$$

(7) Línea sin pérdidas, con receptor complejo

$$Z_R = R + jX$$

$$Z_e = \frac{RZ_0(1 + \text{tg}^2 \beta l) + j\{XZ_0(1 - \text{tg}^2 \beta l) + \text{tg } \beta l [Z_0^2 - (R^2 + X^2)]\}}{(Z_0 - X \text{tg } \beta l)^2 + R^2 \text{tg}^2 \beta l}$$

siendo  $\beta = 2\pi/\lambda$   $\gamma = j\beta$

(7-1) Línea de cuarto de onda:  $\beta l = \pi/2$

$$Z_e = Z_0^2 \frac{R - jX}{R^2 + X^2}$$

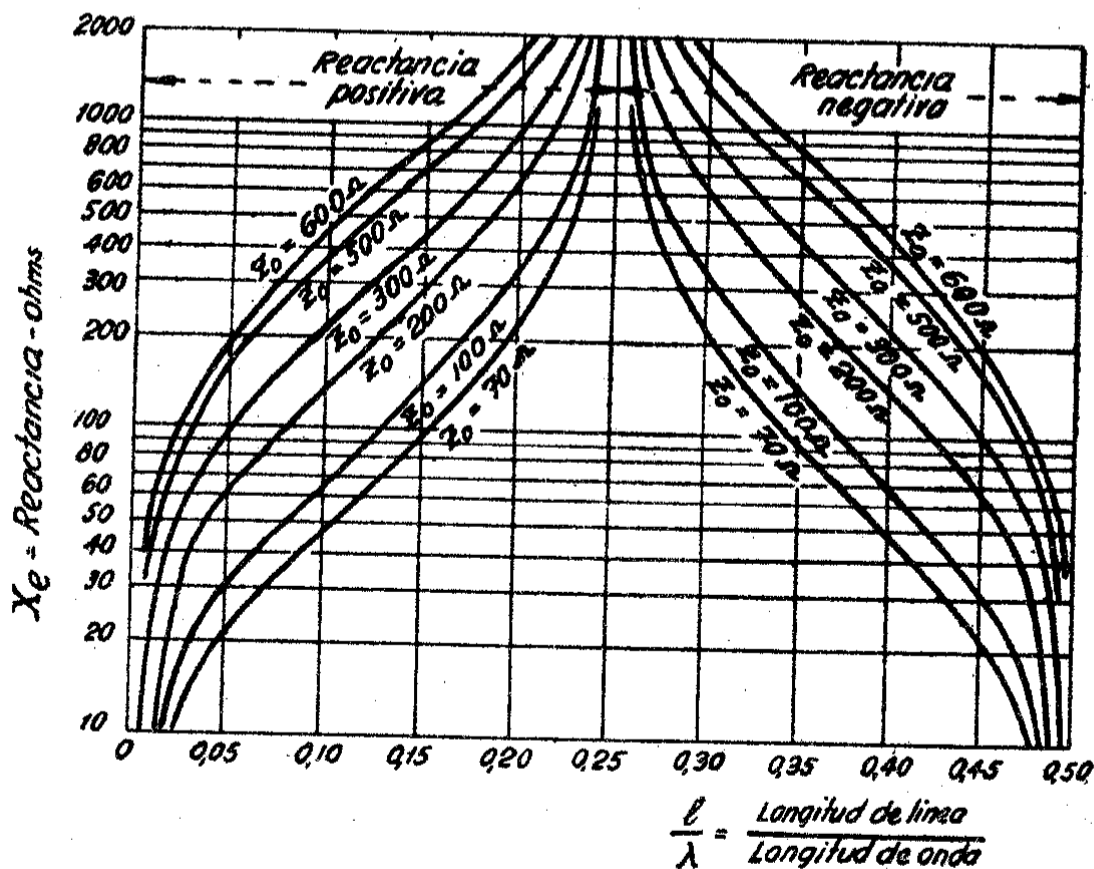
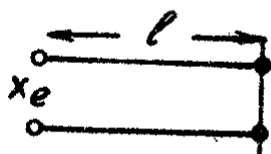


Fig. 66

LÍNEAS DE TRANSMISION

Reactancia de entrada de líneas con el extremo alejado en cortocircuito.

(Ver pág. 120)

$Z_0$  = impedancia característica de la línea.

ANTENAS

a) Una antena tiene por objeto acoplar eléctricamente un generador con el espacio libre. Su funcionamiento tiene pues dos aspectos esenciales:

1º funcionando como circuito intermedio, extrae potencia del generador; 2º funcionando como elemento excitador, envía parte de esa potencia al espacio.

En el aspecto primero, una antena, excitada a frecuencia determinada por un generador, funciona desde el punto de vista de éste como un circuito común, presentando una determinada impedancia con componentes óhmica y reactiva. Además, utiliza la potencia extraída como si fuera un circuito común de constantes repartidas, asemejándose en ello a una línea de transmisión, y poseyendo distintos valores de tensiones y corrientes en distintos puntos de su estructura.

En el aspecto 2º, se diferencia de una línea de transmisión común en que ésta conduce toda la potencia posible a una carga definida, evitando el escape de potencia al espacio; mientras que la antena procura enviar el máximo de potencia al espacio.

Esta transferencia tiene a su vez características especiales: por ejemplo, la potencia transferida al espacio próximo a la antena, reacciona sobre la antena misma, y actúa en forma equivalente a la transferencia inductiva entre circuitos próximos (campo de inducción o inducido). En cambio, la potencia que se ha propagado a cierta distancia, prácticamente no reacciona sobre la antena y actúa como si se hubiera desprendido definitivamente de ella (campo irradiado).

Para la potencia irradiada se aprovecha un efecto de orientación, producido por la antena, y análogo al efecto orientador de los reflectores luminosos. Esta propiedad (directividad) depende de las relaciones entre las amplitudes y fases de las corrientes que circulan por los diferentes elementos del sistema irradiante.

b) La conveniencia o inconveniencia de cada tipo de directividad depende de las características del medio en el cual se propagarán las señales irradiadas, y de su relación con las frecuencias de éstas.

Las propiedades físicas del espacio inciden, pues, *directamente* sobre la conveniencia del tipo de antena a utilizar.

c) Las características eléctricas de un conjunto acoplador-irradiante pueden, en resumen, agruparse así:

*Impedancia de entrada* (vista desde el generador), componentes activa y reactiva, factor de sobretensión.

*Rendimiento de acoplamiento*: dependiente de la relación entre la impedancia de entrada y los valores del circuito que la alimenta.

*Circuito intermedio* entre el generador y los elementos irradiantes propiamente dichos —rendimiento de dicho circuito considerado como línea de transmisión (feeder o alimentador).

*Impedancia de entrada* del sistema irradiante propiamente dicho (depende de su longitud eléctrica) que constituye la carga terminal del alimentador — rendimiento de irradiación, que depende de la relación entre la resistencia de irradiación y las resistencias de pérdida.

*Características directivas* del sistema irradiante, y su elección de acuerdo al medio en que se efectuará la propagación.

d) El estudio radioeléctrico del irradiador permite obtener las características directivas y la impedancia del mismo. El circuito intermedio y su acoplamiento al generador se analizan por medio de la teoría común de los circuitos eléctricos. El rendimiento de irradiación se obtiene analizando las características *locales* en la vecindad del sistema irradiante.

e) Zona de inducción o de campo inducido — es prácticamente la que se extiende hasta seis longitudes de onda, del irradiador.

Zona de irradiación o de campo irradiado — la que comienza a distancias de  $6\lambda$  del elemento irradiante más próximo ( $\lambda =$  longitud de onda).

f) *Longitud eléctrica de un conductor*: Si la longitud física es  $l$  la longitud eléctrica es

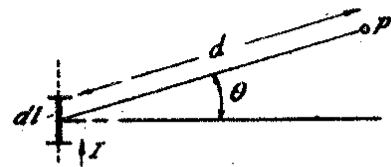
$$\frac{2\pi l}{\lambda} \text{ radianes,}$$

o bien

$$360 \frac{l}{\lambda} \text{ grados eléctricos}$$

g) SISTEMA IRRADIANTE BASICO — DIPOLO AISLADO (10 a — 15)

Un dipolo elemental es un conductor de longitud eléctrica muy pequeña, por ejemplo, menor de 10 grados eléctricos. En tal caso, la *amplitud* de corriente alterada es prácticamente la misma en todos sus puntos. La construcción física de un dipolo elemental requiere cuidados especiales. Una antena común puede considerarse como un conjunto de dipolos elementales conectados en serie y excitados con fases progresivas.



La intensidad de campo eléctrico en la zona de irradiación de un dipolo es;

$$e = \frac{2\pi c \cdot (dl) I}{\lambda d} \cos \theta \quad (\text{unidades c. g. s.})$$

(c, velocidad de la luz)

o bien

$$e \frac{\text{volts}}{\text{metro}} = \frac{60\pi (dl) I \cos \theta}{\lambda d}$$

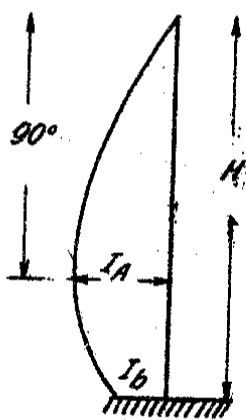
- con ...
- dl y  $\lambda$  en las mismas unidades
  - I en amperes
  - d en metros, distancia al punto considerado
  - $\theta$ , ángulo de elevación sobre la perpendicular a la dirección del dipolo

h) ANTENA VERTICAL, CON TIERRA (10 a — 15)

Se supone que la longitud eléctrica es apreciable (en caso contrario equivale a un dipolo al cual se agregue el efecto reflector de la tierra).

La corriente varía de punto a punto de la antena: la distribución es próxima a la sinusoidal, sobre todo si la antena es de características uniformes.

El cálculo sobre la base de la distribución sinusoidal proporciona suficiente aproximación.



El campo eléctrico irradiado es:

$$e \frac{\text{volts}}{\text{metro}} = \frac{60 I_A}{d} \left( \frac{\cos \frac{2\pi H}{\lambda} - \cos \left( \frac{2\pi H}{\lambda} \sin \theta \right)}{\cos \theta} \right)$$

- con ...
- $I_A$  en amperes, en el vientre de corriente
  - d (distancia) en metros
  - $\theta$ , ángulo de elevación, como en (g)

El vientre de corriente es el de la distribución sinusoidal; está realmente en la antena si ésta no es menor de  $90^\circ$  eléctricos (cuarto de onda). Para antenas más cortas, se calcula la relación

$$\frac{I_b}{I_A} = \sin \left( \frac{2\pi H}{\lambda} \right)$$

de la cual se despeja  $I_A$  y se lo elimina en la fórmula que da  $e$ : siendo  $I_b$  la corriente en la base.

i) RESISTENCIAS DE IRRADIACION

Para el caso g) (dipolo aislado) (10 a)

$$(\text{ohms}) R_r = R_b = 1579 \left( \frac{dl}{\lambda} \right)^2$$

En todo lo que sigue, para antenas no mayores de  $\lambda/4$

$R_r$  es resistencia de irradiación que se presentaría si se alimentara la antena en el vientre de corriente.

$R_b$  es resistencia de irradiación reflejada a la base de la antena, que es el punto habitual de alimentación.

Para una antena vertical corta, con tierra\* ( $H < 0,1\lambda$ ) se tiene aproximadamente

$$R_b = 400 \left( \frac{dl}{\lambda} \right)^2 \quad \left. \begin{array}{l} dl, \text{ altura de la antena} \\ \lambda \text{ y } dl \text{ en las mismas unidades} \end{array} \right\}$$

Para una antena vertical, con tierra\*, de  $H < 0,75\lambda$  (11)

$$R_b = 60 K \operatorname{tg}^2 \left( \frac{\pi H}{\lambda} \right)$$

Siendo K un factor dado por la siguiente tabla:

$h/\lambda$	K
0	0,67
0,10	0,66
0,20	0,63
0,30	0,58
0,40	0,51
0,50	0,41
0,60	0,31
0,63	0,30
0,70	0,43
0,75	0,80

y también  $R_r = 60 K \left( 1 - \cos \frac{2\pi H}{\lambda} \right)^2$

Antenas tipo L (Marconi)

Se obtiene la resistencia en la base con las curvas de la fig. 67.

Antenas verticales con o sin capacidad terminal; o antenas tipo T (Marconi) con parte horizontal corta comparada con  $\lambda$  — (10 a)

\* Ver nota en fig. 67.

Se obtiene la resistencia en la base con las curvas de la fig. 67; teniéndose  $b = 0$  para antena vertical simple, o hallando el valor de  $b$  correspondiente a la parte horizontal de la antena T\*.

### RESISTENCIA EN LA BASE DE ANTENAS MARCONI L (10 a - 27)

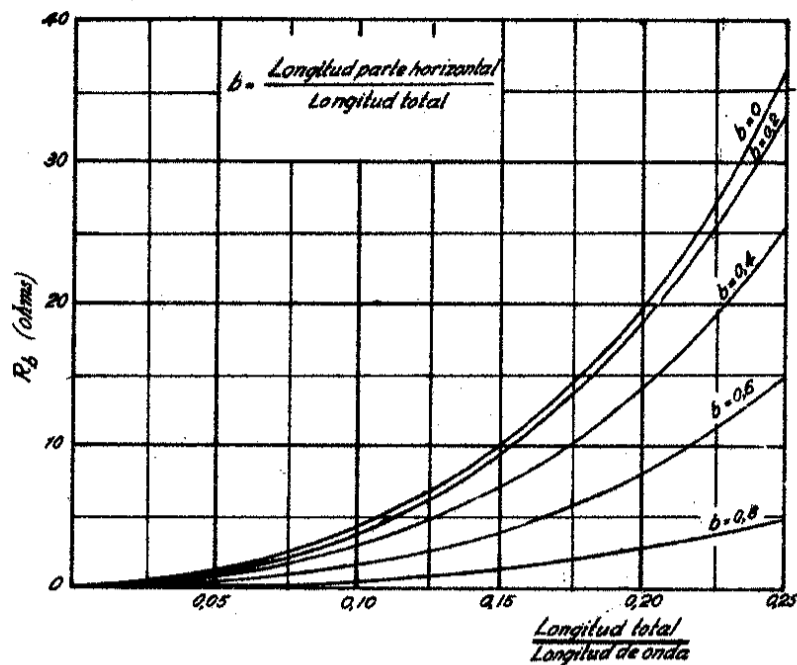


Fig. 67

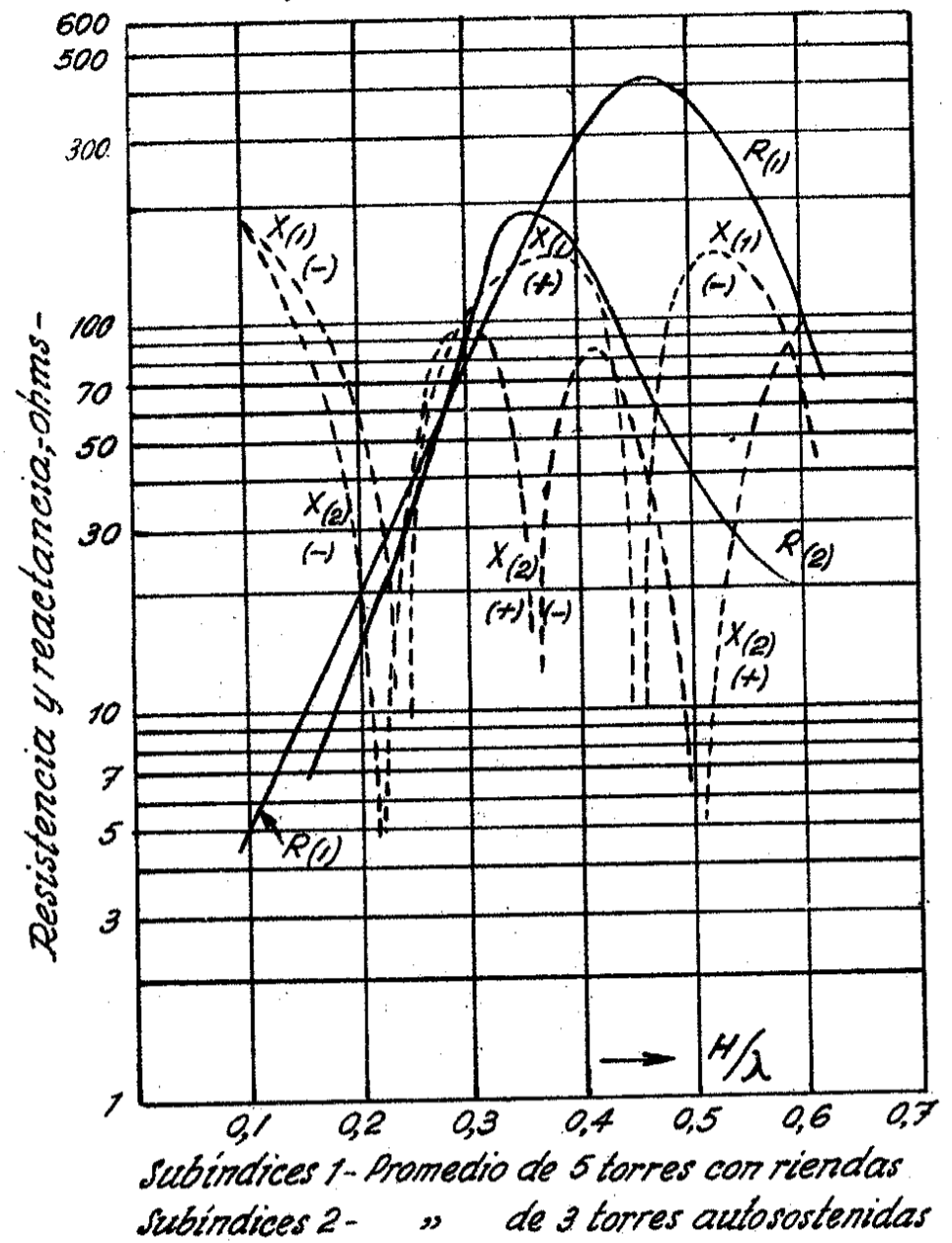
$R_b$  es la resistencia en la base. Dado que estas antenas trabajan con toma de tierra, el valor  $R_b$  queda en serie con la resistencia inherente al sistema de tierra, que es del orden de 5 a 10 ohms en frecuencias bajas y medias. Debe tenerse esto en cuenta para estimar el rendimiento de irradiación y la resistencia total del sistema irradiante.

Para mayores longitudes eléctricas, el cálculo de la resistencia en la base es considerablemente complicado. La figura 68 da resultados experimentales.

\* Cálculo de  $b$  para antenas T de parte horizontal menor que  $1/10 \lambda$ .

### ANTENAS VERTICALES SIN TERMINACION

$R$ , resistencia en la base  
 $X$ , reactancia en la base



Resultados experimentales (10 a - 27)  
 $R$ , resistencia en la base.  $X$ , reactancia en la base  
Subíndice 1: Promedio de 5 torres con riendas.  
Subíndice 2: Promedio de 3 torres auto-sostenidas. Ver nota al pie de la fig. 67.

Fig. 68

$$b = \frac{1}{2\pi} \operatorname{arc\,tg} \left( -\frac{X}{Z_0} \right)$$

Siendo  $X = -\frac{Z_{01}}{n} \cotg \frac{2\pi l_1}{\lambda}$

$Z_0$  — de la parte irradiante  
 $\lambda$  — longitud de onda

$Z_{01}$  es la impedancia característica de la parte horizontal (ver figura 65);  $n$ , es el número de hilos horizontales;  $l_1$  la longitud de cada uno de ellos.

Cálculo de  $b$  para antenas con capacidad terminal

$$b = \frac{1}{2\pi} \operatorname{arc\,tg} \left( -\frac{X}{Z_0} \right)$$

siendo  $X$  la reactancia de la terminación. Para una red circular de diámetro  $D$ , la capacidad es  $\frac{D \text{ (cm)}}{\pi}$  en  $\mu\mu\text{F}$ ; y

$$X = \frac{16,6 \lambda}{D} \begin{cases} \lambda \text{ y } D \text{ en metros} \\ X \text{ en ohms} \end{cases}$$

### ANTENAS RESONANTES AISLADAS EN EL ESPACIO (23)

Resistencia de irradiación en el vientre de corriente  
Altura: media onda. Ver página 183

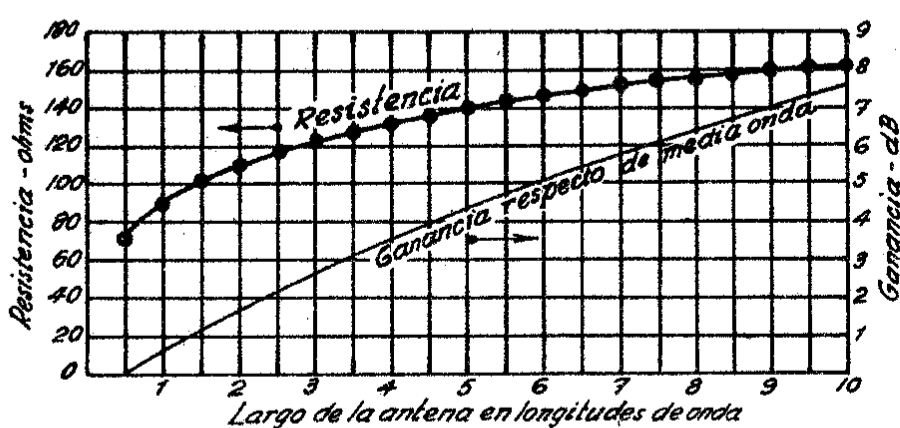


Fig. 69

Para los casos en que la alimentación se hace en la proximidad de nodos de corriente, el cálculo de resistencia de irradiación en esos puntos no es realizable por métodos directos.

La reactancia en el vientre de corriente es  $+j42$  para longitud de media onda, y crece lentamente en las resonancias sucesivas al aumentar  $1/\lambda$ .

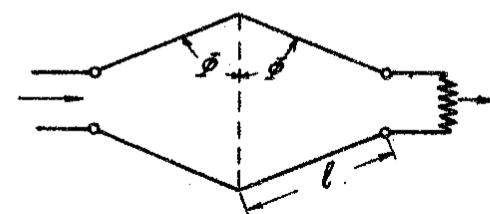
Para una antena resonante aislada en el espacio (número entero de medias ondas) (23)

La resistencia de irradiación y la ganancia respecto de una antena resonante de media onda, medida en el lóbulo principal, se obtienen de la figura 69. El efecto de la tierra sobre la resistencia de irradiación, disminuye al aumentar la longitud de la antena. El máximo efecto, para  $l = \lambda/2$  (antena horizontal) da una resistencia de irradiación próxima a 100 ohms para altura  $0,3 \lambda$ , y una mínima próxima a 60 ohms para altura  $0,6 \lambda$ . Para alturas mayores, la resistencia de irradiación oscila entre más de 60 ohms y menos de 85 ohms, tendiendo al valor 73 ohms.

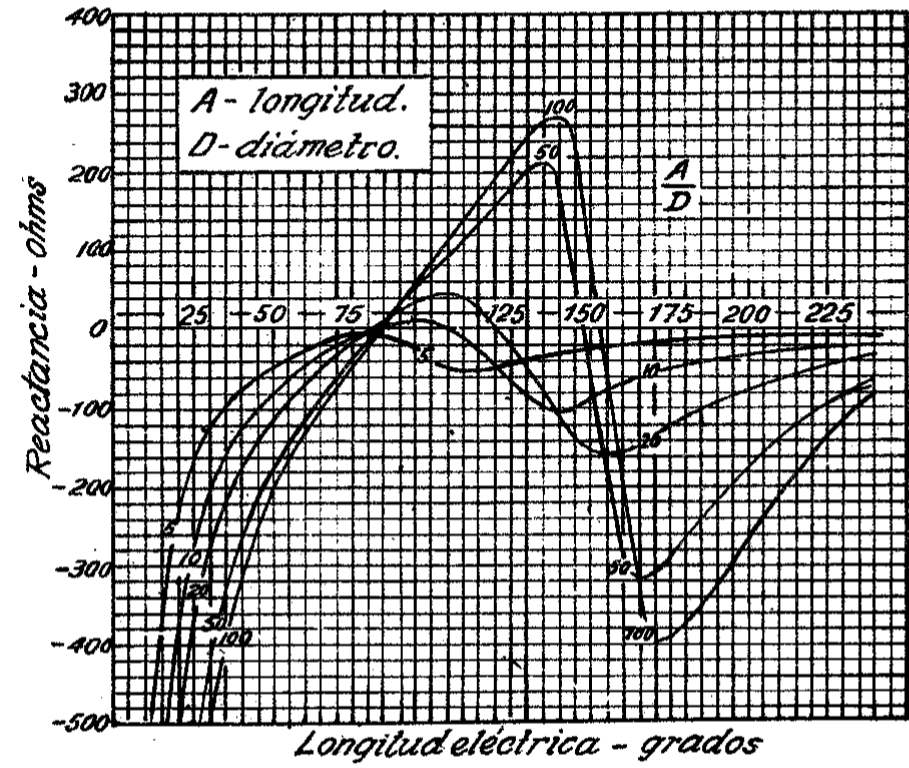
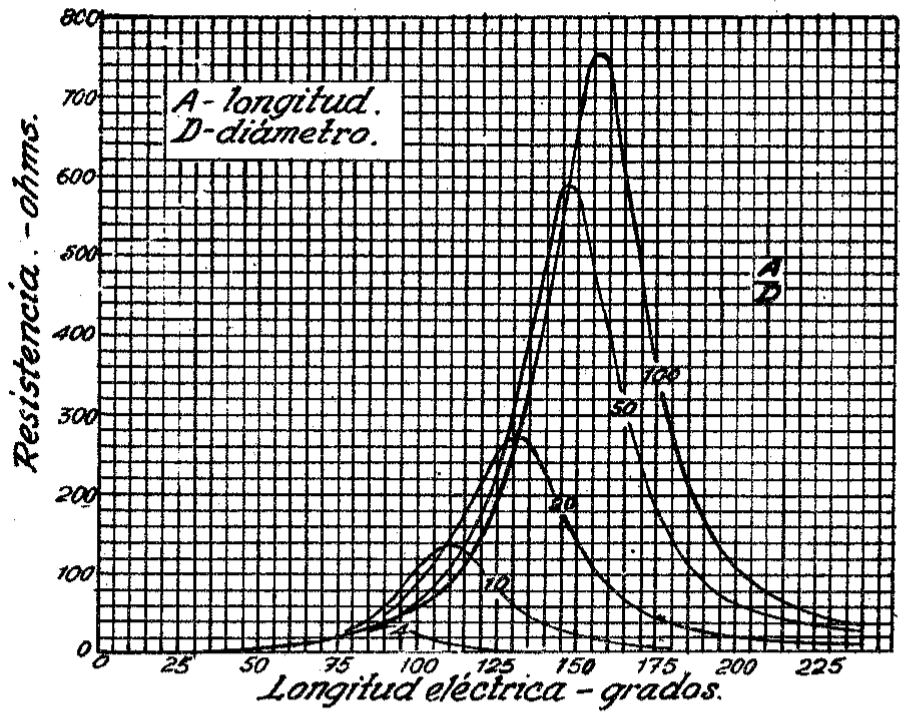
Para una antena rómbica de dimensiones no menores que varias longitudes de onda: (27)

$$R_b = 240 \left[ \log_e \left( \frac{4\pi l}{\lambda} \cos^2 \Phi \right) + 0,577 \right]$$

siendo  $l$  la longitud de un lado y  $\Phi$  el semiángulo lateral.



Para antenas cilíndricas (21) las curvas adjuntas dan resultados experimentales (fig. 70).



Resistencia y reactancia de antenas cilíndricas.  
Fig. 70

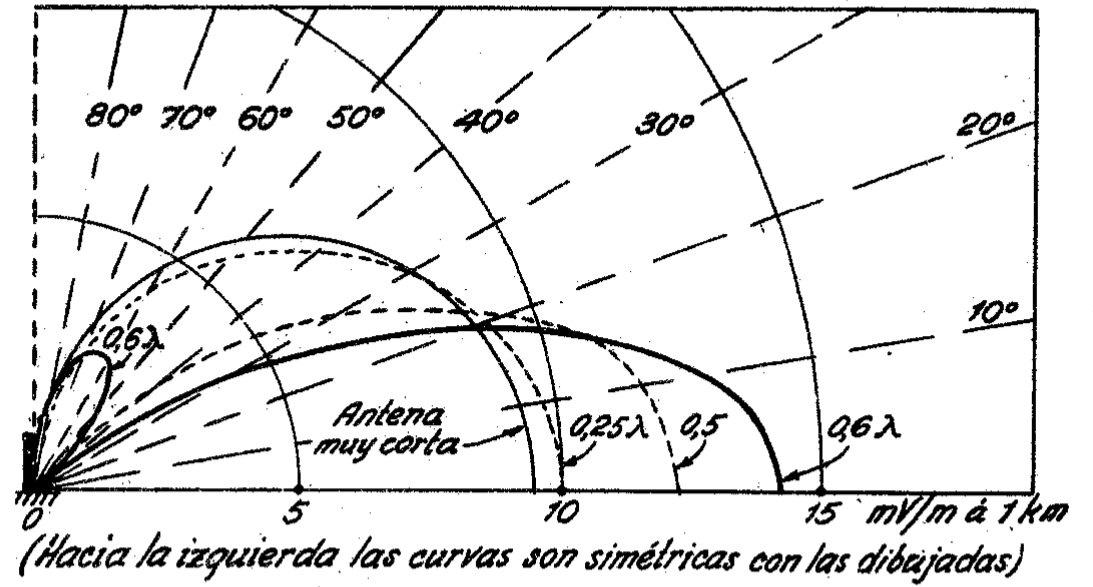


Fig. 71

Representan intensidad de campo a un kilómetro, para un watt irradiado, sin atenuación ninguna aparte de la inherente a la expansión de las ondas.

Para P watts, las intensidades de campo leídas en las curvas deben multiplicarse por  $\sqrt{P}$ . Para un kilowatt, multiplicar por 31,6.

# CARACTERISTICAS DE IRRADIACION DE CONDUCTORES RESONANTES AISLADOS EN EL ESPACIO (23)

(en un plano que contiene al conductor)

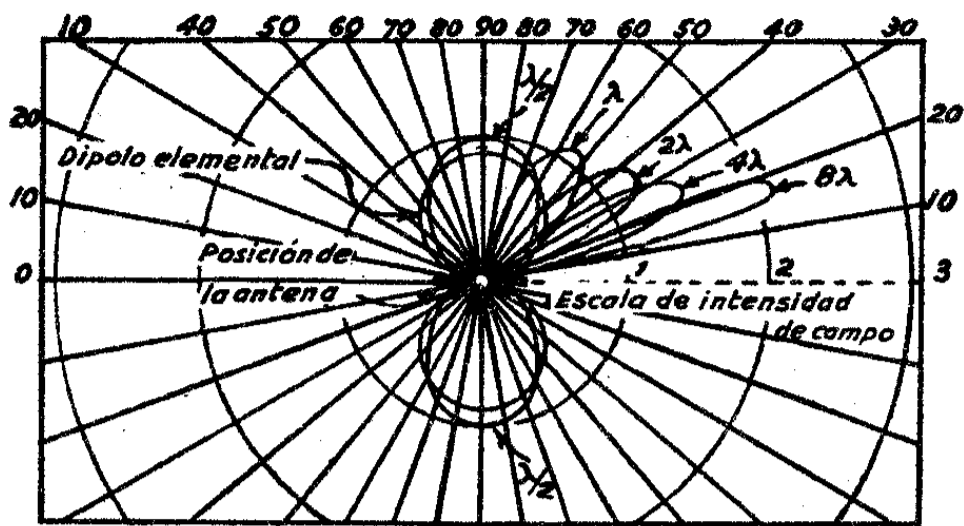


Fig. 72

El diagrama representa solamente los lóbulos principales. Para las antenas de  $l = \lambda$  y mayores, el lóbulo principal se repite en los cuatro cuadrantes. Las amplitudes de los lóbulos principales dibujados, están referidas a la misma potencia irradiada.

# CONJUNTOS DE ANTENAS

La combinación de varias antenas produce en cada punto del espacio intensidades de campo que dependen de:

- a) la dirección relativa de los elementos irradiantes;
- b) la dirección relativa de las corrientes instantáneas en los mismos (fase eléctrica);
- c) la distancia del punto considerado a cada uno de los elementos irradiantes (o a cada uno de los vientres de corriente, que equivalen a dipolos ubicados en ellos). Las diferencias de distancia se traducen en diferencia de tiempo de propagación, o sea en diferencias en la fase de llegada, la cual actúa en la misma forma que la fase eléctrica.

## Dirección relativa de elementos irradiantes

Cuando los elementos son paralelos, los respectivos campos también lo son: la suma de los mismos se efectúa aritméticamente después de hallar la fase relativa total, resultado de la fase eléctrica y de la fase espacial. Cuando los elementos no son paralelos, en el plano de simetría de los mismos la composición es aritmética y en los demás planos es geométrica o vectorial (polarización elíptica).

## Fase eléctrica

Se define la igualdad de fase eléctrica para la producción de campo a distancia, como la que representa corrientes del mismo sentido geométrico en cualquier instante. Si  $a$  y  $b$  son dos irradiadores conectados a un excitador  $E$ , cuando éste tenga la polaridad de la figura 74 las corrientes  $I_a$  a  $I_b$  tendrán igual sentido para el exterior. En consecuencia, cuando  $a$  y  $b$  están excitados en fase, sus polaridades instantáneas son opuestas. Análogamente, en la fig. 75 la polaridad

# PAR DE ANTENAS DE MEDIA ONDA (13)

Características en un plano perpendicular a las antenas y pasante por los centros de las mismas

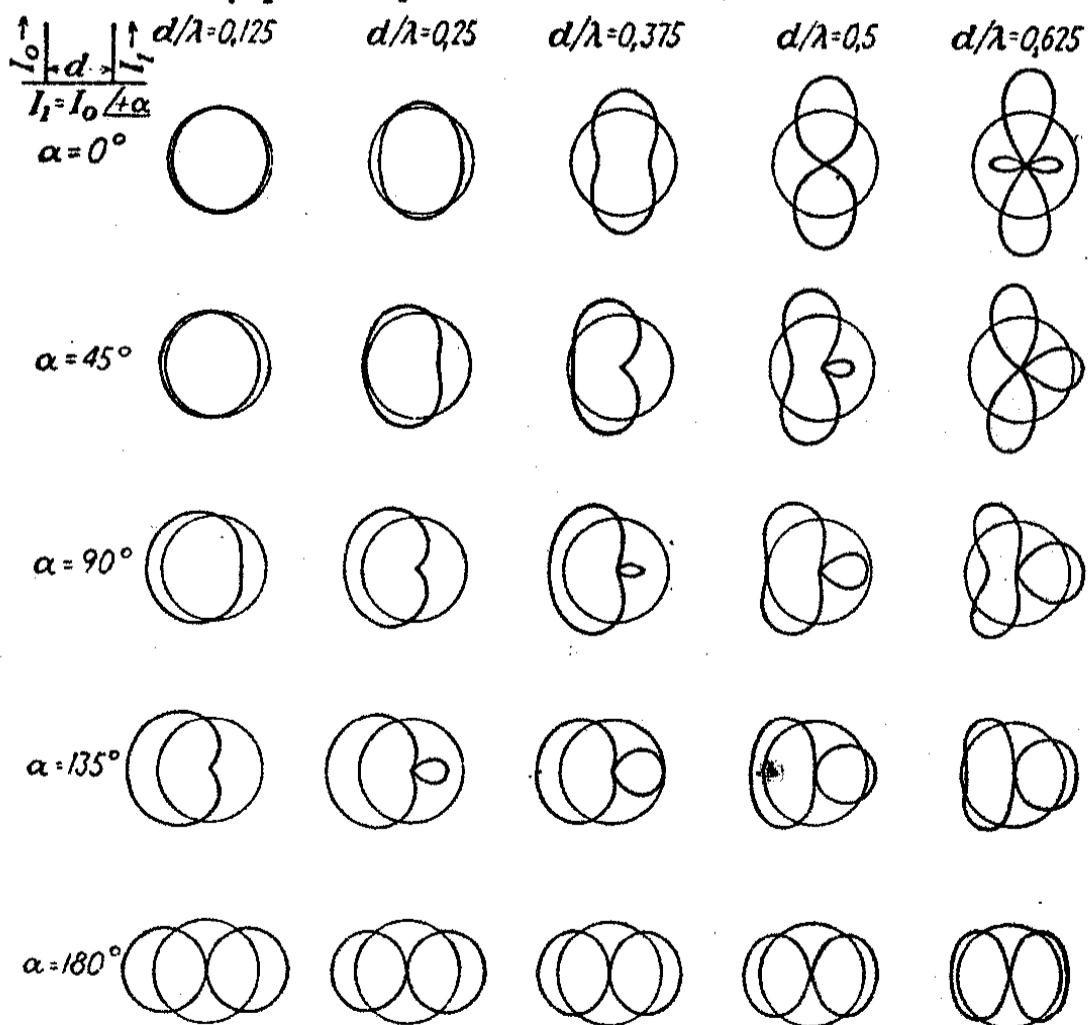


Fig. 73

$\alpha$  es la diferencia de fase eléctrica entre las corrientes en ambas antenas. Las intensidades máximas se suponen iguales. Los círculos representan la intensidad de campo producida por una sola antena con igual potencia irradiada que el par. El factor de orientación para cualquier dirección, es la relación entre el radio vector del diagrama y del círculo. Este mismo factor puede aplicarse a la combinación de dos diagramas iguales entre sí, correspondientes a sistemas irradiantes a distancia y diferencia de fases eléctricas conocidas. Se pueden analizar así las cortinas de antenas, debiendo tenerse en cuenta el acoplamiento espacial entre las mismas para reducir todos los casos a la misma potencia irradiada.

es igual pero la fase eléctrica para la irradiación es opuesta en ambos.

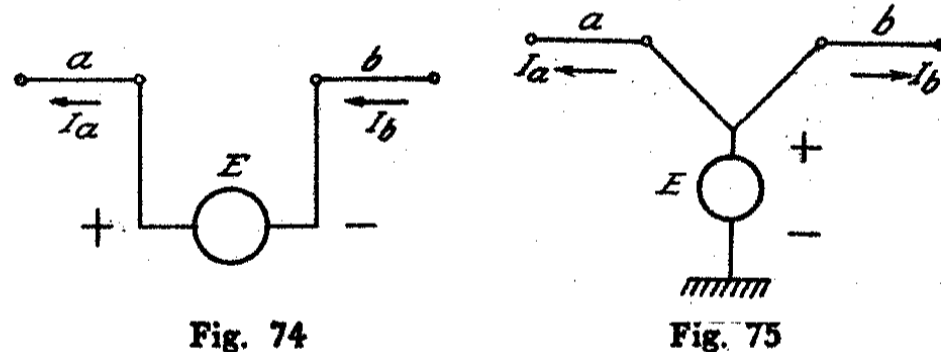


Fig. 74

Fig. 75

## Combinación de antenas de media onda

Los gráficos del par de antenas de media onda (pág. 188) demuestran que las combinaciones más favorables son  $d = \lambda/2$ ;  $\alpha = 0$ ; y  $d = 0,25$  a  $0,5$ ;  $\alpha = 90$  a  $180^\circ$ . La primera combinación requiere elementos en fase con distancias  $\lambda/2$ . Dado que en un conductor la corriente se invierte a a cada  $\lambda/2$  (fig. 76), se deduce que la combinación de cuatro conductores en fase debe ser la de la fig. 77, en la cual las flechas indican los sentidos de corriente en un mismo

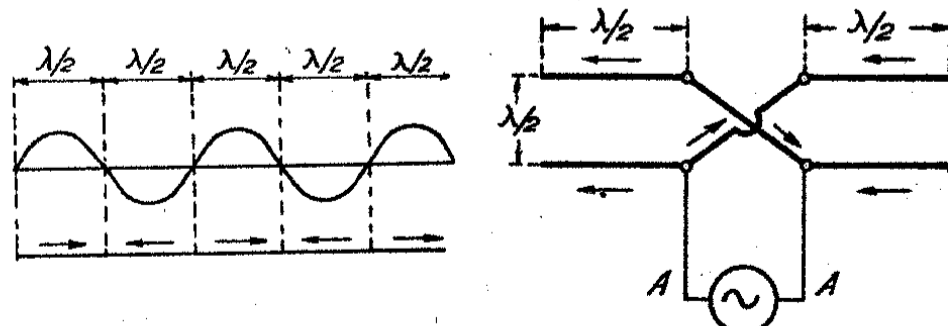


Fig. 76

Fig. 77

instante, a lo largo del sistema irradiante propiamente dicho. Las diagonales se hacen constructivamente paralelas excepto en el punto de cruce, con lo cual su irradiación se cancela por ser sus corrientes de sentidos contrarios (y siempre que la distancia entre ellas sea mucho menor que la longitud de onda).

Se puede colocar un segundo grupo igual al lado del dibujado, un tercero, etc. La alimentación de todos los grupos debe hacerse en fase, para lo cual las líneas de alimentación AA deben ser idénticas y partir de un punto común y simétrico para todas, o con diferencias de número par de semilongitudes de onda, o de número impar terminado con una inversión de los alimentadores.

**Ganancia de los conjuntos de antenas de media onda**

La ganancia depende del desarrollo del conjunto o cortina de antenas: para una fila de antenas, en fase, está dada por la tabla siguiente:

Longitud de la fila (en longitudes de onda)	Ganancia dB en la dirección óptima
2	7
4	11
6	12,5
8	13
10	14

Esto se aplica a los dos tipos básicos de conjuntos de antenas (frontal y lateral).

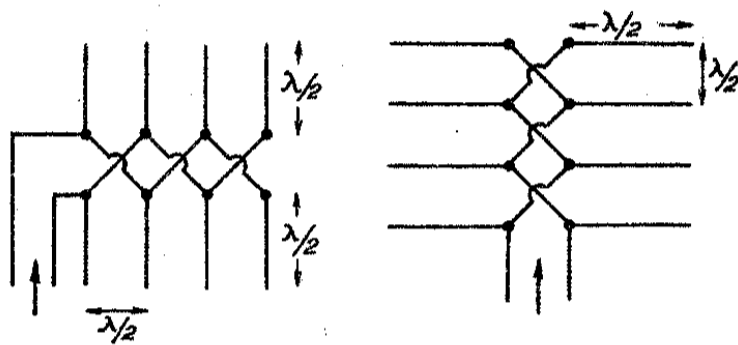


Fig. 78

La fig. 78 da disposiciones típicas. Los casos de la misma figura dan irradiación perpendicular al plano de las antenas.

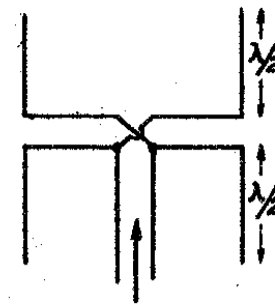


Fig. 79

La fig. 79 da un conjunto lateral formado por antenas en un plano, y excitadas con fases progresivas. Si d es la distancia entre centros de antenas, la diferencia de fase eléctrica entre elementos consecutivos debe ser aproximadamente

$$\alpha = \frac{d}{\lambda} \cdot 360^\circ$$

d no debe ser mayor de  $3/8 \lambda$ .

El caso básico es el de  $d = 0,25 \lambda$  y  $\alpha = 90^\circ$  de la figura referente al par de antenas. La característica resultante es unidireccional, dirigida hacia el elemento de fase más atrasada.

**DISEÑO DE ANTENAS ESPECIALES**

Antena « delta »

(22)

(Dipolo de media onda con acoplamiento en paralelo).

La longitud del dipolo debe ser un poco mayor que cuando se usa excitación en serie, para tener en cuenta el efecto del alimentador derivado. El aumento es del orden del 2 al 3 % en casos comunes.

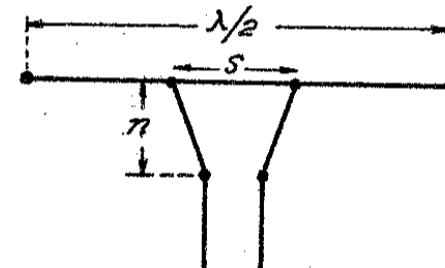


Fig. 80

Las dimensiones se calculan aproximadamente con las fórmulas siguientes:

$$s = 0,25 \times \frac{\lambda}{2} \quad (\text{metros}) \quad (14)$$

$$n = 0,31 \times \frac{\lambda}{2} \quad (\text{metros})$$

siendo  $\lambda$  la longitud de onda en metros o sea

$$\lambda = \frac{300}{f_{Mc}}$$

### ANTENAS ROMBICAS

Son de directividad horizontal y vertical concentrada, por lo cual deben proyectarse teniendo en cuenta ambos aspectos.

Los datos básicos a fijar para efectuar el diseño son: ángulo de irradiación máxima en plano vertical y en la dirección deseada ( $\Delta$ ); y la ganancia aproximada sobre una antena dipolo,  $G$ .

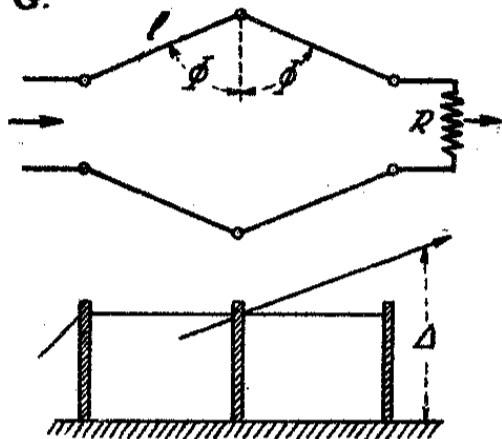


Fig. 81

La ganancia se estima de acuerdo a las posibilidades de terreno disponible de acuerdo a la figura 69, 6 72, cuyas cifras se incrementan en unos 6 a 8 dB, que es el aumento correspondiente a cuatro conductores cuyas direcciones óptimas de irradiación son coincidentes.

El ángulo de irradiación óptima en plano vertical se elige de acuerdo a la altura de la capa reflectora ionosférica principal para la frecuencia de trabajo (pág. 198). Adoptando diseños de  $l$  mayor de  $2\lambda$  y terminando el rombo en una resistencia  $R$  calculada aproximadamente con la fórmula (27) de pág. 183 (resistencia que se construye ventajosamente en forma de línea de transmisión de altas pérdidas) se consigue que para frecuencias de trabajo bastante distintas (en relación de 1 a 2, por ejemplo, centradas sobre  $l = 4\lambda$ ), el ángulo vertical no varíe entre límites que excedan 17 a 35 grados, 15 a 22 grados, etc., aproximadamente, y al mismo tiempo, la impedancia de entrada de la antena varíe en forma poco pronunciada.

El ángulo  $\Delta$  fija la distancia a cubrir con la primera reflexión de la señal. La distancia del segundo salto depende de las condiciones locales en la zona correspondiente, y lo mismo sucede con las reflexiones subsiguientes. Esto obliga a efectuar reajustes experimentales en comunicaciones a gran distancia. El primer cálculo de estimación se hace de acuerdo a la situación de la figura 82.

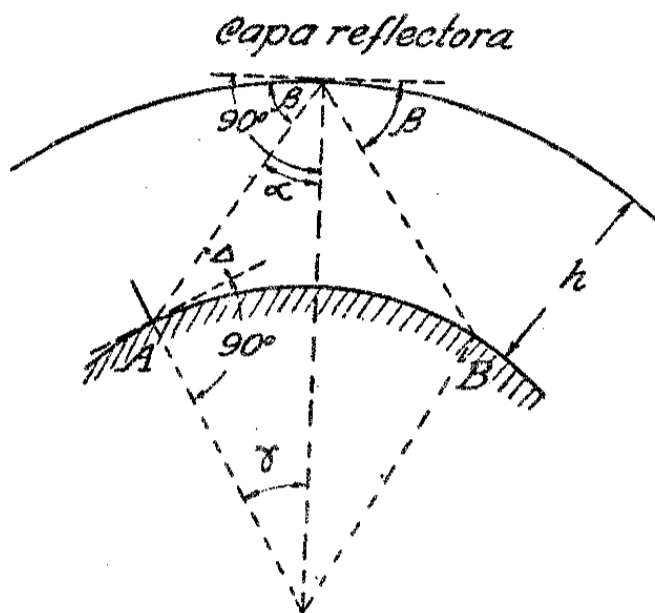


Fig. 82

Dado el ángulo vertical óptimo de transmisión  $\Delta$ , y el valor de  $h$ , se halla  $\beta$  en la fig. 83.

### PROPAGACION INDIRECTA (27)

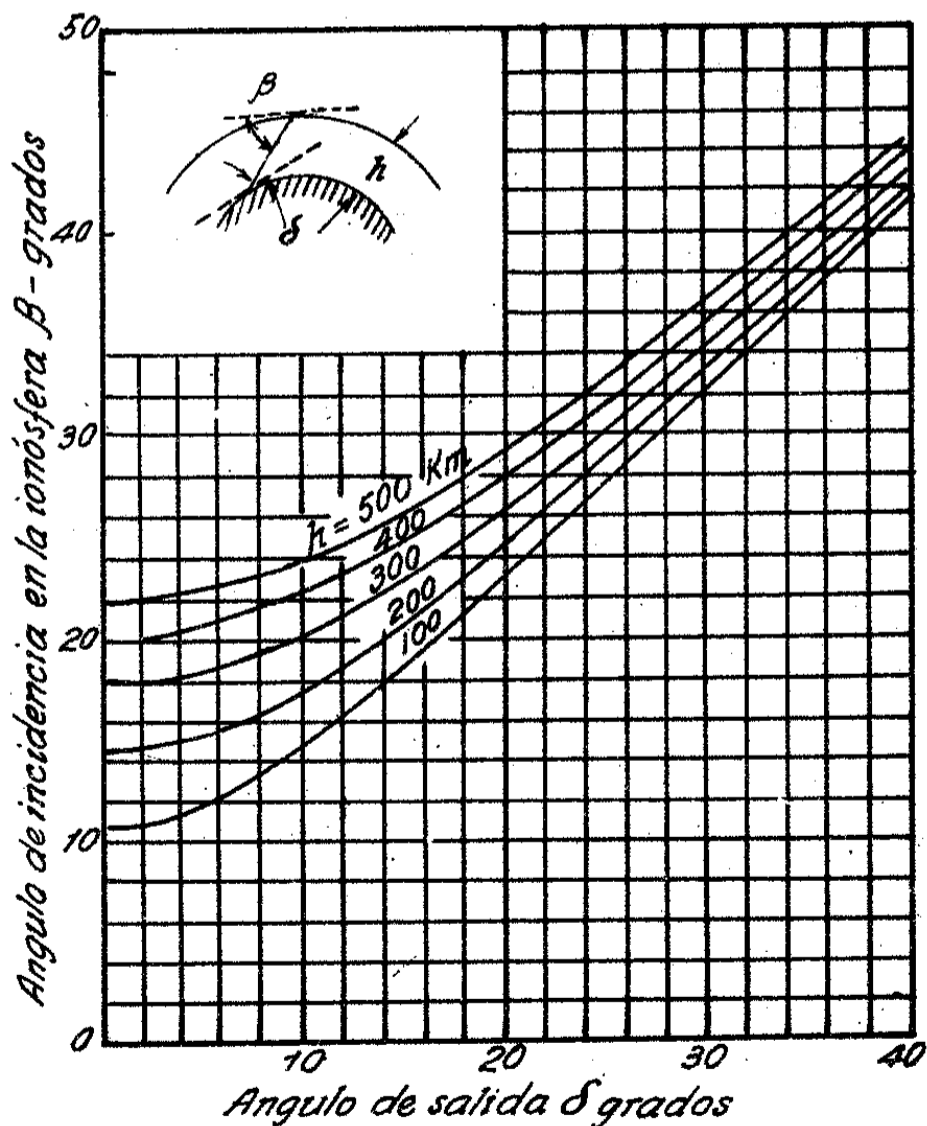


Fig. 83

Relación entre el ángulo de salida de la antena y el ángulo de incidencia en la ionosfera.

### DISEÑO DE ANTENAS ROMBICAS

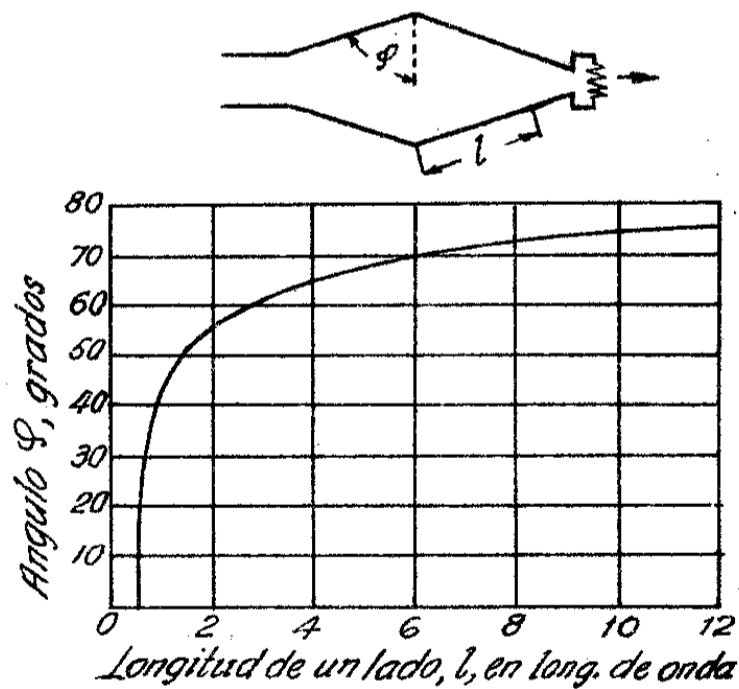


Fig. 84

Relación entre longitudes y ángulos

Cuando se usa la misma antena para varias frecuencias conviene diseñarla para la más elevada (ángulo de irradiación más bajo —capas ionizadas más bajas— servicio diurno). En esta forma al aplicarla a frecuencias menos elevadas resulta ángulo de irradiación más alto en las horas de capas ionizadas más altas —servicio nocturno— lo cual tiende a mantener la misma señal en el mismo lugar de recepción.

A fin de evitar grandes variaciones en el ángulo de salida y en la directividad al variar la frecuencia, es conveniente que la longitud de lados no sea inferior a  $2\lambda$  para la mayor  $\lambda$  a utilizar.

Tratándose de cubrir grandes distancias (mayores de 3000-4000 km) el comportamiento real y el número de reflexiones son inciertos, debiendo proyectarse la antena para obtener ángulos verticales lo más bajos posible.

Se deduce

$$\alpha = 90^\circ - \beta$$

y  $\gamma = 180^\circ - (90 + \Delta + \alpha)$

o sea  $\gamma = \beta - \Delta$

La distancia de comunicación al primer salto es la correspondiente al ángulo terrestre central  $2\gamma$ . Entonces

$$AB(\text{km}) \cong 2\gamma \cdot 111 = 222 \gamma^\circ$$

Ejemplo: Para  $\Delta = 20^\circ$ ,  $h = 200$  km, sale  $\beta = 24^\circ 30'$  aprox.

y se deduce  $\lambda = 4^\circ 30' = 4,5$  grados

$$AB = 4,5 \times 222 \cong 1000 \text{ km.}$$

Diseño de la antena

Altura:  $H = \frac{\lambda}{4 \text{ sen } \Delta}$

Longitud de lados:  $l = \frac{0,371 \lambda}{\text{sen}^2 \Delta}$

Ángulos: de la fig. 84.

### ANTENAS DE MEDIA ONDA CON REFLECTOR PARASITO (27)

Las características directivas dependen de la distancia entre el elemento excitado y el elemento parásito y de la relación de fases entre sus corrientes. La fase en el elemento parásito se controla alejándolo ligeramente de resonancia. La figura 85 representa diagramas típicos. Cuando la fase en el reflector es adelantada (reactancia capacitiva — longitud menor que la de resonancia) la irradiación aumenta en la dirección del elemento parásito: en este caso es un *director*. Para reactancia inductiva — longitud mayor

que la de resonancia— la irradiación aumenta en la dirección del parásito a la antena: en este caso actúa como *reflector*.

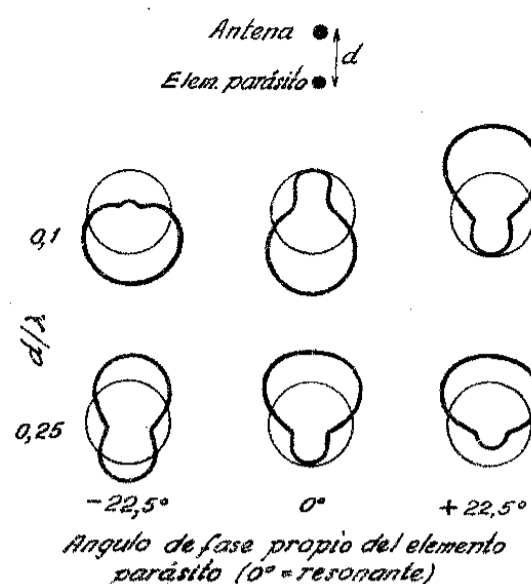


Fig. 85

Una combinación favorable es: antena resonante, reflector un poco más largo que la antena y distante  $0,10$  a  $0,15 \lambda$ ; director un poco más corto y distante  $0,10 \lambda$ . La ganancia de este conjunto llega a 5-7 dB.

### EFEECTO DE LA TIERRA SOBRE LOS DIAGRAMAS DE IRRADIACIÓN

(Efecto de pantalla reflectora)

La tierra, considerada como pantalla reflectora, equivale a una imagen eléctrica de la antena, recorrida por igual amplitud de corriente, siendo ésta de sentido tal que la componente *normal* a la superficie reflectora sea de igual sentido en la antena y en su imagen; y la componente *tangencial*, de sentidos contrarios.

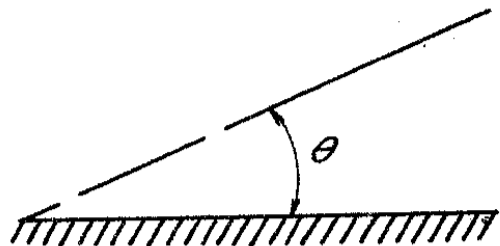
Se deduce que si la polarización de la onda es horizontal, el efecto de la tierra se manifiesta anulando la recepción al nivel de la misma, para frecuencias a las cuales la tierra se comporte como conductor puro.

Efecto sobre antenas resonantes horizontales, o sobre resonantes verticales de número par de semiondas.

La irradiación de la antena aislada, a un ángulo  $\theta$ , queda multiplicada por

$$2 \operatorname{sen} \left( \frac{2 \pi h}{\lambda} \cdot \operatorname{sen} \theta \right)$$

siendo  $h$  la altura, sobre tierra, del punto medio de la antena.



Para antenas resonantes verticales de altura igual a número impar de semiondas.

El factor en este caso es  $2 \cos \left( \frac{2 \pi h}{\lambda} \cdot \operatorname{sen} \theta \right)$ .

### TABLA DE CAPAS REFLECTORAS DE LA IONOSFERA (12-37)

Rango	Altura equivalente km	Capa
Ondas largas (20-500 kc) .....	40/50	D
Ondas medias (500-1500 kc) .....	100	E <sub>1</sub>
Ondas cortas (1,5-30 Mc) .....	180/200 (de día)	F <sub>1</sub>
Ondas cortas (1,5-30 Mc) .....	250/270 (de noche)	F <sub>2</sub>

### COMUNICACIONES EN FRECUENCIAS ULTRAELEVADAS (12)

Intensidad de campo

$$e \text{ (volts/metro)} = \frac{88 \sqrt{P} h_1 h_2}{\lambda d^2}$$

- P, watts irradiados
- $h_1 h_2$ , alturas de antenas en metros
- $\lambda$ , longitud de onda, metros
- d, distancia, metros.

Alcance óptico (incluida refracción atmosférica normal)

$$d = 4130 [\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}]$$

Medidas en metros: antenas dipolo de media onda, alturas no muy pequeñas ni comparables con d.

### CALCULOS DE PROPAGACION

Las curvas de propagación de señales radioeléctricas en ondas largas y medias suelen estar referidas a antenas determinadas: habitualmente dipolos o antenas de cuarto de onda. Las figuras 71 y 72 relacionan estos tipos básicos.

Para cuarto de onda, vertical, con tierra, la sección ( $h$ ) da para la máxima intensidad de campo, correspondiente a  $\theta = 0$ , (pág. 178).

$$e \text{ (v/m)} = 60 \frac{I \text{ (A)}}{d \text{ (m)}} = 0,06 \frac{I \text{ (A)}}{d \text{ (km)}}$$

Como para este caso la resistencia de irradiación es  $R_r = R_b = 36$  ohms aproximadamente, y como

$$I = \sqrt{P/R_b} \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{siendo } P \text{ la potencia} \\ \text{irradiada, en watts} \end{array} \right.$$

se deduce

$$e \text{ (v/m)} = \frac{60 \cdot 10^{-3}}{d \text{ (km)}} \sqrt{\frac{P}{R_b}} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{d \text{ (km)}} \sqrt{P}$$

o sea

$$e \text{ (mv/m)} = \frac{10 \sqrt{P}}{d} \quad \left\{ \begin{array}{l} P, \text{ en watts irradiados} \\ d, \text{ en km} \\ \text{Antena de cuarto de onda} \end{array} \right.$$

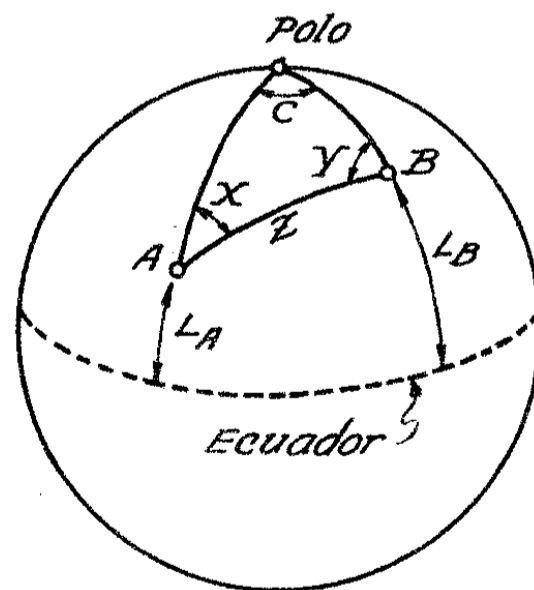
Para

{	P = 1 kW	y	d = 1 km	$e = 316$ mv/m
	P = 1 kW	y	d = 1 milla	$e = 195$ mv/m
	P = 1W	y	d = 1 km	$e = 10$ mv/m

Las curvas de propagación suelen también estar referidas a una potencia tal que produzca  $e = 100$  mv/m a una milla: esto corresponde a una potencia irradiada próxima a 0,26 kW en una antena de  $\lambda/4$ .

### CALCULOS EN CIRCULOS MAXIMOS (12)

- $L_A, L_B$ , latitudes
- C, diferencia de longitudes
- Z, distancia entre A y B
- X, rumbo de B respecto al meridiano de A
- Y, rumbo de A respecto al meridiano de B.



$$\operatorname{tg} \frac{Y - X}{2} = \operatorname{cotg} \frac{C}{2} \frac{\operatorname{sen} \frac{1}{2} (L_B - L_A)}{\operatorname{cos} \frac{1}{2} (L_B + L_A)}$$

$$\operatorname{tg} \frac{Y + X}{2} = \operatorname{cotg} \frac{C}{2} \frac{\operatorname{cos} \frac{1}{2} (L_B - L_A)}{\operatorname{sen} \frac{1}{2} (L_B + L_A)}$$

Se obtienen así  $\frac{Y - X}{2}$  y  $\frac{Y + X}{2}$ ; sumando sale Y

y restando sale X.

Las latitudes N se considerarán positivas y las S, negativas.

$$\operatorname{tg} \frac{Z}{2} = \operatorname{tg} \frac{L_B - L_A}{2} \cdot \frac{\operatorname{sen} \frac{1}{2} (Y + X)}{\operatorname{sen} \frac{1}{2} (Y - X)}$$

### TABLA DE FRECUENCIAS Y SERVICIOS EN EL ESPECTRO RADIOELECTRICO

(Convenio de Atlantic City, 1947)

Abreviaturas empleadas en esta tabla

Radionavegación ...	N*	Móvil llamada y so-	
Servicios fijos .....	SF	corro .....	S
Serv. móvil marítimo	MM	Servicios especiales..	E
Radiodifusión .....	R	Televisión - incluida	
Serv. móvil aeronáu-		en R	
tico .....	MA	R1 = Servicio regio-	
Radiofaros .....	RF	nal — Región 1 <sup>+</sup>	
Frecuencias patrones	FP	R2 = Servicio regio-	
Aficionados .....	A	nal — Región 2 <sup>+</sup>	
Servicio móvil gene-		R3 = Servicio regio-	
ral .....	M <sup>∇</sup>	nal — Región 3 <sup>+</sup>	

**NOTAS:**

\* Para las diferentes variantes: general, aeronáutica, etc., ver las actas del convenio.

∇ Para excepciones, ver las planillas detalladas del convenio.

+ Definición de las regiones R1 - R2 - R3.

**Región 1:** Está limitada al Este por la línea A y al O por la línea B. (Más adelante se definen las líneas, A, B, etc.). Se exceptúan los territorios del Irán situados entre estos dos límites. La región 1 comprende también Turquía y U.R.S.S. aunque estén fuera de los límites citados: lo mismo vale para la Rep. Popular de Mogolia y la zona al Norte de la U.R.S.S. que se encuentra entre las líneas A y C.

**Región 2:** Limitada al Este por la línea B y al Oeste por la línea C.

**Región 3:** Limitada al Este por la línea C y al O por la línea A, excepto las citadas para la región 1 como incluidas en ésta.

**Línea A:** Polo N, meridiano 40°E de Greenwich hasta paralelo 40°N, sigue por el círculo máximo hasta meridiano 60°E y por éste hasta el polo S.

**Línea B:** Polo N, meridiano 10°O de Greenwich hasta paralelo 72°N, continúa por el círculo máximo hasta meridiano 50°O en su intersección con el paralelo 40°N; sigue nuevamente por círculo máximo hasta la intersección del meridiano 20°O con el paralelo 10°S, continúa por el meridiano 20°O al polo S.

**Línea C:** Polo N, círculo máximo hasta la intersección del paralelo 65°30' N con el límite internacional del estrecho de Bering; sigue por el arco de círculo máximo hasta la intersección del meridiano 165°E de Greenwich con el paralelo 50°N, sigue nuevamente el círculo máximo hasta la intersección del meridiano 170°O con el paralelo 10°N, sigue por éste hasta el meridiano 120°O y por éste al polo S.

La República Argentina está comprendida en la región 2, así como los demás países de América.

Banda de frecuencias	Servicios			
	Mundial	Regionales		
kc/s		R1	R2	R3
10-14	N	—	—	—
14-70	SF-MM	—	—	—
70-90	—	SF-MM-N	SF-MM	SF-MM
90-110	SF-MM-N	—	—	—
110-130	—	SF-MM-N	SF-MM	SF-MM
130-150	—	MM	SF-MM	SF-MM
150-160	—	MM-R	SF-MM	SF-MM
160-285	—	R-MM-N	SF-MA-N	SF-MA-N
285-325	—	RF-N	RF	RF-N
325-405	MA-N	—	—	—
405-415	—	M-N	MA-N	MA-N
415-490	MM	—	—	—
490-510	S	—	—	—
510-525	—	MM	M	M
525-535	—	R	M	M
535-1605	R	—	—	—
1605-2000	—	SF-M	SF-M-N	SF-M-N
1800-2000	—	—	A	A
2000-2065	—	SF-M-E	SF-M	SF-M
2065-2300	—	SF-M	MM-SF-M	MM-SF-M
2300-2850	—	SF-M-R	SF-M-R	SF-M-R
		MM-N	—	—
2498-2502	—	FP=2500	—	—
2495-2505	—	—	FP = 2500 =	FP
2850-3025	MA	—	—	—
3025-3155	MA	—	—	—
3155-3200	SF-M	—	—	—
3200-3230	SF-M-R	—	—	—
3230-3400	SF-M-R	—	—	—
3400-3500	MA	—	—	—
3500-3800	—	A	—	—
3500-3900	—	—	—	A
3500-4000	—	—	A	—
3500-4000	—	SF-M-MA-R	SF-M	SF-M MA-R
4000-4063	SF	—	—	—
4063-4438	MM	—	—	—
4438-4650	—	SF	SF-M	SF-M
4650-4700	MA	—	—	—
4700-4750	MA	—	—	—
4750-4850	—	SF-MA M-R	SF-R	SF-R

Banda de frecuencias	Servicios			
	Mundial	Regionales		
kc/s		R1	R2	R3
4850-4995	SF-M-R	—	—	—
4995-5005	FP=5000 kc	—	—	—
5005-5060	SF-R	—	—	—
5060-5250	SF	—	—	—
5250-5480	—	SF-M	SF-M	SF-M
		MA	MA	MA
5480-5680	MA	—	—	—
5680-5730	MA	—	—	—
5730-5950	SF	—	—	—
5950-6200	R	—	—	—
6200-6525	MM	—	—	—
6525-6685	MA	—	—	—
6685-6765	MA	—	—	—
6765-7000	SF	—	—	—
7000-7100	A	—	—	—
7100-7150	—	A	—	A
7100-7300	—	—	A	—
7100-7300	—	R	—	R
7300-8195	SF	—	—	—
8195-8815	MM	—	—	—
8815-8965	MA	—	—	—
8965-9040	MA	—	—	—
9040-9500	SF	—	—	—
9500-9775	R	—	—	—
9775-9995	SF	—	—	—
9995-10.005	FP=10.000	—	—	—
	kc/s	—	—	—
10.005-10.100	MA	—	—	—
10.100-11.175	SF	—	—	—
11.175-11.275	MA	—	—	—
11.275-11.400	MA	—	—	—
11.400-11.700	SF	—	—	—
11.700-11.975	R	—	—	—
11.975-12.330	SF	—	—	—
12.330-13.200	MM	—	—	—
13.200-13.260	MA	—	—	—
13.260-13.360	MA	—	—	—
13.360-14.000	SF	—	—	—
14.000-14.350	A	—	—	—
14.350-14.990	SF	—	—	—
14.990-15.010	FP=15.000	—	—	—
	kc/s	—	—	—
15.010-15.100	MA	—	—	—
15.100-15.450	R	—	—	—
15.450-16.460	SF	—	—	—
16.460-17.360	MM	—	—	—

Banda de frecuencias	Servicios			
	Mundial	Regionales		
kc/s		R1	R2	R3
17.360-17.700	SF	—	—	—
17.700-17.900	R	—	—	—
17.900-17.970	MA	—	—	—
17.970-18.030	MA	—	—	—
18.030-19.990	SF	—	—	—
19.990-20.010	FP=20.000	—	—	—
	kc/s	—	—	—
20-010-21.000	SF	—	—	—
21.000-21.450	A	—	—	—
21.450-21.750	R	—	—	—
21.750-21.850	SF	—	—	—
21.850-22.000	MA-E	—	—	—
22.000-22.720	MM	—	—	—
22.720-23.200	SF	—	—	—
23.200-23.350	MA-E	—	—	—
23.350-24.990	SF-M	—	—	—
24-990-25.010	FP=25.000	—	—	—
	kc/s	—	—	—
25.010-25.600	SF-M	—	—	—
25.600-26.100	R	—	—	—
26.100-27.500	SF-M	—	—	—
27.500-28.000	—	E	SF-M	SF-M
28.000-29.700	A	—	—	—
29.7-31,7 Mc	—	N	—	SF-M
29.7-44 Mc	—	—	SF-M	—
31,7-41 Mc	—	SF-M	—	—
31,7-44 Mc	—	—	—	SF-M-N
41-68 Mc	—	R	—	—
44-50 Mc	—	—	SF-M-R	SF-M R
50-54 Mc	—	—	A	A
54-68 Mc	—	—	—	SF-M-R
54-72 Mc	—	—	SF-M-R	—
68-70 Mc	—	N	—	N
70-72,8 Mc	—	SF-M	—	—
70-78 Mc	—	—	—	SF-M
72,8-75,2 Mc	—	N	—	—
75,2-78 Mc	—	SF-M	—	—
72-76 Mc	—	—	SF-M	—
76-88 Mc	—	—	SF-M-R	—
78-80 Mc	—	N	—	—
80-83 Mc	—	SF-M	—	—
80-87 Mc	—	—	—	SF-M
83-85 Mc	—	N	—	—
85-87,5 Mc	—	SF-M	—	—
87,5-88 Mc	—	R	—	—
87-88 Mc	—	—	—	R
88-100 Mc	—	R	—	—
100-108 Mc	—	M	R	R
108-118 Mc	—	N	—	—
118-132 Mc	MA	—	—	—

-204 -205-

Banda de frecuencias	Servicios			
	Mundial	Regionales		
Mc/s		R1	R2	R3
132-144	—	MA	SF-M	SF-M
144-146	A	—	—	—
146-156	—	MA	—	—
146-148	—	—	A	A
156-174	—	SF-M	—	—
148-170	—	—	—	SF-M
148-174	—	—	SF-M	—
170-200	—	—	—	SF-M-R
174-216	—	R	SF-M-R	—
200-235	—	—	—	N
216-235	—	N	—	—
216-220	—	—	SF-M	—
220-225	—	—	A	—
225-235	—	—	SF-M	—
235-328,6	SF-M	—	—	—
328,6-335,4	N	—	—	—
335,4-420	SF-M	—	—	—
420-450	A	—	—	—
420-450	N	—	—	—
450-460	—	A	—	A
450-460	—	N	SF-M-N	N
460-470	SF-M	—	—	—
470-585	R	—	—	—
585-610	—	N	R	N
610-940	R	—	—	—
940-960	—	R	SF	R
960-1215	N	—	—	—
1215-1300	A	—	—	—
1300-1700	—	SF-M-N	N-E	SF-M-N
1700-2300	SF-M	—	—	—
2300-2450	A	—	—	—
2450-2700	SF-M	—	—	—
2700-2900	N	—	—	—
2900-3300	N	—	—	—
3300-3900	—	SF-M-N	SF-M	SF-M-N
3300-3500	—	—	A	—
3300-3900	—	—	—	A
3900-4200	SF-M	—	—	—
4200-4400	N	—	—	—
4400-5000	SF-M	—	—	—
5000-5250	N	—	—	—
5250-5650	N	—	—	—
5650-5850	A	—	—	—
5850-5925	—	SF-M	—	SF-M
5850-5925	—	—	A	—
5925-8500 Mc	SF-M	—	—	—
8500-9800 Mc	N	—	—	—
9800-10.000 Mc	SF-N	—	—	—
10.000-10.500 Mc	A	—	—	—

TABLA DE RAÍCES CUADRADAS Y CÚBICAS Y TABLA DE POTENCIAS <sup>3/2</sup> (18)

n	m <sup>3/2</sup> √n	m <sup>3</sup> √n	n	m <sup>3/2</sup> √n	m <sup>3</sup> √n
1	1,000	1,000	47	6,855	3,608
2	1,414	1,259	48	6,928	3,634
3	1,732	1,442	49	7,000	3,659
4	2,000	1,587	50	7,071	3,684
5	2,236	1,709	51	7,141	3,708
6	2,449	1,817	52	7,211	3,732
7	2,645	1,912	53	7,280	3,756
8	2,828	2,000	54	7,348	3,779
9	3,000	2,080	55	7,416	3,802
10	3,162	2,154	56	7,483	3,825
11	3,316	2,223	57	7,549	3,848
12	3,464	2,289	58	7,615	3,870
13	3,605	2,351	59	7,681	3,892
14	3,741	2,410	60	7,745	3,914
15	3,872	2,466	61	7,810	3,936
16	4,000	2,519	62	7,874	3,957
17	4,123	2,571	63	7,937	3,979
18	4,242	2,620	64	8,000	4,000
19	4,358	2,668	65	8,062	4,020
20	4,472	2,714	66	8,124	4,041
21	4,582	2,758	67	8,185	4,061
22	4,690	2,802	68	8,246	4,081
23	4,795	2,843	69	8,306	4,101
24	4,898	2,884	70	8,366	4,121
25	5,000	2,924	71	8,426	4,140
26	5,099	2,962	72	8,485	4,160
27	5,196	3,000	73	8,544	4,179
28	5,291	3,036	74	8,602	4,198
29	5,385	3,072	75	8,660	4,217
30	5,477	3,107	76	8,717	4,235
31	5,567	3,141	77	8,774	4,254
32	5,656	3,174	78	8,831	4,272
33	5,744	3,207	79	8,888	4,290
34	5,830	3,239	80	8,944	4,308
35	5,916	3,271	81	9,000	4,326
36	6,000	3,301	82	9,055	4,344
37	6,082	3,332	83	9,110	4,362
38	6,164	3,361	84	9,165	4,379
39	6,244	3,391	85	9,219	4,396
40	6,324	3,419	86	9,273	4,414
41	6,403	3,448	87	9,327	4,431
42	6,480	3,476	88	9,380	4,447
43	6,557	3,503	89	9,433	4,464
44	6,633	3,530	90	9,486	4,481
45	6,708	3,556	91	9,539	4,497
46	6,782	3,583	92	9,591	4,514

-206 -207-

TABLA DE RAÍCES CUADRADAS Y CÚBICAS  
(Continuación)

n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$	n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$
93	9,643	4,530	139	11,790	5,180
94	9,695	4,543	140	11,832	5,192
95	9,746	4,562	141	11,874	5,204
96	9,797	4,578	142	11,916	5,217
97	9,848	4,594	143	11,958	5,229
98	9,899	4,610	144	12,000	5,241
99	9,949	4,626	145	12,042	5,253
100	10,000	4,642	146	12,083	5,265
101	10,049	4,657	147	12,124	5,277
102	10,099	4,672	148	12,166	5,289
103	10,148	4,687	149	12,207	5,301
104	10,198	4,702	150	12,247	5,313
105	10,247	4,717	151	12,288	5,325
106	10,295	4,732	152	12,329	5,336
107	10,344	4,743	153	12,369	5,348
108	10,392	4,762	154	12,410	5,360
109	10,440	4,776	155	12,450	5,371
110	10,488	4,791	156	12,490	5,383
111	10,535	4,805	157	12,530	5,394
112	10,583	4,820	158	12,570	5,406
113	10,630	4,834	159	12,610	5,417
114	10,677	4,848	160	12,649	5,428
115	10,723	4,862	161	12,689	5,440
116	10,770	4,877	162	12,728	5,451
117	10,816	4,891	163	12,766	5,462
118	10,862	4,904	164	12,806	5,473
119	10,908	4,918	165	12,845	5,484
120	10,954	4,932	166	12,884	5,495
121	11,000	4,946	167	12,923	5,506
122	11,045	4,959	168	12,961	5,517
123	11,090	4,973	169	13,000	5,528
124	11,135	4,986	170	13,038	5,539
125	11,180	5,000	171	13,077	5,550
126	11,225	5,013	172	13,115	5,561
127	11,269	5,026	173	13,153	5,572
128	11,314	5,039	174	13,191	5,582
129	11,358	5,052	175	13,229	5,593
130	11,402	5,065	176	13,265	5,604
131	11,446	5,078	177	13,304	5,614
132	11,489	5,091	178	13,341	5,625
133	11,533	5,104	179	13,379	5,635
134	11,576	5,117	180	13,416	5,646
135	11,619	5,129	181	13,453	5,656
136	11,662	5,142	182	13,490	5,667
137	11,705	5,155	183	13,527	5,677
138	11,747	5,167	184	13,564	5,687

TABLA DE RAÍCES CUADRADAS Y CÚBICAS  
(Continuación)

n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$	n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$
185	13,601	5,698	231	15,198	6,135
186	13,638	5,708	232	15,231	6,144
187	13,674	5,718	233	15,264	6,153
188	13,711	5,728	234	15,297	6,162
189	13,747	5,738	235	15,329	6,171
190	13,784	5,748	236	15,362	6,179
191	13,820	5,759	237	15,394	6,188
192	13,856	5,769	238	15,427	6,197
193	13,892	5,779	239	15,459	6,205
194	13,928	5,789	240	15,491	6,214
195	13,964	5,798	241	15,524	6,223
196	14,000	5,808	242	15,556	6,231
197	14,035	5,818	243	15,588	6,240
198	14,071	5,828	244	15,620	6,248
199	14,106	5,838	245	15,652	6,257
200	14,142	5,848	246	15,684	6,265
201	14,177	5,857	247	15,716	6,274
202	14,212	5,867	248	15,748	6,282
203	14,247	5,877	249	15,779	6,291
204	14,282	5,886	250	15,811	6,299
205	14,317	5,896	251	15,843	6,308
206	14,352	5,905	252	15,874	6,316
207	14,387	5,915	253	15,906	6,324
208	14,422	5,925	254	15,937	6,333
209	14,456	5,934	255	15,968	6,341
210	14,491	5,943	256	16,000	6,349
211	14,525	5,953	257	16,031	6,357
212	14,560	5,962	258	16,062	6,366
213	14,594	5,972	259	16,093	6,374
214	14,628	5,981	260	16,124	6,382
215	14,662	5,990	261	16,155	6,390
216	14,696	6,000	262	16,186	6,398
217	14,730	6,009	263	16,217	6,407
218	14,764	6,018	264	16,248	6,415
219	14,798	6,027	265	16,278	6,423
220	14,832	6,036	266	16,309	6,431
221	14,866	6,045	267	16,340	6,439
222	14,899	6,055	268	16,370	6,447
223	14,933	6,064	269	16,401	6,455
224	14,966	6,073	270	16,431	6,463
225	15,000	6,082	271	16,462	6,471
226	15,033	6,091	272	16,492	6,479
227	15,066	6,100	273	16,522	6,487
228	15,099	6,109	274	16,552	6,495
229	15,132	6,118	275	16,583	6,503
230	15,165	6,126	276	16,613	6,510

TABLA DE RAÍCES CUADRADAS Y CÚBICAS  
(Continuación)

n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$	n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$
277	16,643	6,518	323	17,972	6,861
278	16,673	6,526	324	18,000	6,868
279	16,703	6,534	325	18,028	6,875
280	16,733	6,542	326	18,056	6,882
281	16,763	6,549	327	18,083	6,889
282	16,792	6,557	328	18,111	6,896
283	16,822	6,565	329	18,138	6,903
284	16,852	6,573	330	18,166	6,910
285	16,881	6,580	331	18,193	6,917
286	16,911	6,588	332	18,221	6,924
287	16,941	6,596	333	18,248	6,931
288	16,970	6,603	334	18,276	6,938
289	17,000	6,611	335	18,303	6,945
290	17,029	6,619	336	18,330	6,952
291	17,058	6,626	337	18,358	6,959
292	17,088	6,634	338	18,385	6,966
293	17,117	6,641	339	18,412	6,973
294	17,146	6,649	340	18,439	6,980
295	17,175	6,656	341	18,466	6,986
296	17,204	6,664	342	18,493	6,993
297	17,233	6,671	343	18,520	7,000
298	17,262	6,679	344	18,547	7,007
299	17,291	6,686	345	18,574	7,014
300	17,320	6,694	346	18,601	7,020
301	17,349	6,701	347	18,628	7,027
302	17,378	6,709	348	18,655	7,034
303	17,406	6,716	349	18,682	7,041
304	17,435	6,724	350	18,708	7,047
305	17,464	6,731	351	18,735	7,054
306	17,492	6,739	352	18,762	7,061
307	17,521	6,746	353	18,788	7,067
308	17,549	6,753	354	18,815	7,074
309	17,578	6,761	355	18,841	7,081
310	17,606	6,768	356	18,868	7,087
311	17,635	6,775	357	18,894	7,094
312	17,663	6,782	358	18,921	7,101
313	17,691	6,790	359	18,947	7,107
314	17,720	6,797	360	18,974	7,114
315	17,748	6,804	361	19,000	7,120
316	17,776	6,811	362	19,026	7,127
317	17,805	6,819	363	19,053	7,134
318	17,833	6,826	364	19,079	7,140
319	17,861	6,833	365	19,105	7,147
320	17,889	6,840	366	19,131	7,153
321	17,917	6,847	367	19,157	7,160
322	17,944	6,854	368	19,183	7,166

TABLA DE RAÍCES CUADRADAS Y CÚBICAS  
(Continuación)

n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$	n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$
369	19,209	7,173	415	20,372	7,459
370	19,235	7,179	416	20,396	7,465
371	19,261	7,186	417	20,421	7,471
372	19,287	7,192	418	20,445	7,477
373	19,313	7,198	419	20,470	7,483
374	19,339	7,205	420	20,494	7,489
375	19,365	7,211	421	20,518	7,495
376	19,391	7,218	422	20,543	7,501
377	19,417	7,224	423	20,567	7,507
378	19,442	7,230	424	20,591	7,513
379	19,468	7,237	425	20,616	7,519
380	19,494	7,243	426	20,640	7,524
381	19,519	7,250	427	20,664	7,530
382	19,545	7,256	428	20,688	7,536
383	19,570	7,262	429	20,712	7,542
384	19,594	7,269	430	20,736	7,548
385	19,621	7,275	431	20,761	7,554
386	19,647	7,281	432	20,785	7,560
387	19,672	7,287	433	20,809	7,565
388	19,698	7,293	434	20,833	7,571
389	19,723	7,300	435	20,857	7,577
390	19,748	7,306	436	20,881	7,583
391	19,774	7,312	437	20,905	7,589
392	19,799	7,319	438	20,929	7,594
393	19,824	7,325	439	20,952	7,600
394	19,849	7,331	440	20,976	7,606
395	19,875	7,337	441	21,000	7,612
396	19,900	7,343	442	21,024	7,617
397	19,925	7,350	443	21,048	7,623
398	19,950	7,356	444	21,071	7,629
399	19,975	7,362	445	21,095	7,635
400	20,000	7,368	446	21,119	7,640
401	20,025	7,374	447	21,142	7,646
402	20,050	7,380	448	21,166	7,652
403	20,075	7,386	449	21,190	7,657
404	20,100	7,393	450	21,213	7,663
405	20,125	7,399	451	21,237	7,669
406	20,149	7,405	452	21,260	7,674
407	20,174	7,411	453	21,284	7,680
408	20,199	7,417	454	21,307	7,686
409	20,224	7,423	455	21,331	7,691
410	20,249	7,429	456	21,354	7,697
411	20,273	7,435	457	21,378	7,703
412	20,298	7,441	458	21,401	7,708
413	20,322	7,447	459	21,424	7,714
414	20,347	7,453	460	21,448	7,719

TABLA DE RAÍCES CUADRADAS Y CÚBICAS  
(Continuación)

n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$	n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$
461	21,471	7,725	507	22,517	7,974
462	21,494	7,731	508	22,539	7,979
463	21,517	7,736	509	22,561	7,984
464	21,541	7,742	510	22,583	7,990
465	21,564	7,747	511	22,605	7,995
466	21,587	7,753	512	22,627	8,000
467	21,610	7,758	513	22,650	8,005
468	21,633	7,764	514	22,672	8,010
469	21,656	7,769	515	22,694	8,016
470	21,680	7,775	516	22,716	8,021
471	21,703	7,781	517	22,738	8,026
472	21,726	7,786	518	22,760	8,031
473	21,749	7,792	519	22,782	8,036
474	21,772	7,797	520	22,804	8,042
475	21,795	7,803	521	22,825	8,047
476	21,817	7,808	522	22,847	8,052
477	21,840	7,813	523	22,869	8,057
478	21,863	7,819	524	22,891	8,062
479	21,886	7,824	525	22,913	8,067
480	21,909	7,830	526	22,935	8,072
481	21,932	7,835	527	22,957	8,077
482	21,955	7,841	528	22,978	8,083
483	21,977	7,846	529	23,000	8,088
484	22,000	7,851	530	23,022	8,093
485	22,023	7,857	531	23,043	8,098
486	22,045	7,862	532	23,065	8,103
487	22,068	7,868	533	23,087	8,108
488	22,091	7,873	534	23,108	8,113
489	22,113	7,878	535	23,130	8,118
490	22,136	7,884	536	23,152	8,123
491	22,159	7,889	537	23,173	8,128
492	22,181	7,894	538	23,195	8,133
493	22,204	7,900	539	23,216	8,138
494	22,226	7,905	540	23,238	8,143
495	22,249	7,911	541	23,259	8,148
496	22,271	7,916	542	23,281	8,153
497	22,294	7,921	543	23,302	8,158
498	22,316	7,926	544	23,324	8,163
499	22,338	7,932	545	23,345	8,168
500	22,361	7,937	546	23,367	8,173
501	22,383	7,942	547	23,388	8,178
502	22,405	7,948	548	23,409	8,183
503	22,428	7,953	549	23,431	8,188
504	22,450	7,958	550	23,452	8,193
505	22,472	7,963	551	23,473	8,198
506	22,494	7,969	552	23,495	8,203

TABLA DE RAÍCES CUADRADAS Y CÚBICAS  
(Continuación)

n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$	n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$
553	23,516	8,208	599	24,475	8,430
554	23,537	8,213	600	24,495	8,434
555	23,558	8,218	601	24,515	8,439
556	23,580	8,223	602	24,536	8,444
557	23,601	8,228	603	24,556	8,448
558	23,622	8,233	604	24,576	8,453
559	23,643	8,238	605	24,597	8,458
560	23,664	8,243	606	24,617	8,462
561	23,685	8,248	607	24,637	8,467
562	23,707	8,252	608	24,658	8,472
563	23,728	8,257	609	24,678	8,476
564	23,749	8,262	610	24,698	8,481
565	23,770	8,267	611	24,718	8,486
566	23,791	8,272	612	24,739	8,490
567	23,812	8,277	613	24,759	8,495
568	23,833	8,282	614	24,779	8,499
569	23,854	8,287	615	24,799	8,504
570	23,875	8,291	616	24,819	8,509
571	23,896	8,296	617	24,840	8,513
572	23,917	8,301	618	24,860	8,518
573	23,937	8,306	619	24,880	8,522
574	23,958	8,311	620	24,900	8,527
575	23,979	8,316	621	24,920	8,532
576	24,000	8,320	622	24,940	8,536
577	24,021	8,325	623	24,960	8,541
578	24,042	8,330	624	24,980	8,545
579	24,062	8,335	625	25,000	8,550
580	24,083	8,340	626	25,020	8,554
581	24,104	8,344	627	25,040	8,559
582	24,125	8,349	628	25,060	8,564
583	24,145	8,354	629	25,080	8,568
584	24,166	8,359	630	25,100	8,573
585	24,187	8,363	631	25,120	8,577
586	24,207	8,368	632	25,140	8,582
587	24,228	8,373	633	25,160	8,586
588	24,249	8,378	634	25,180	8,591
589	24,269	8,383	635	25,199	8,595
590	24,290	8,387	636	25,219	8,600
591	24,311	8,392	637	25,239	8,604
592	24,331	8,397	638	25,259	8,609
593	24,352	8,401	639	25,278	8,613
594	24,372	8,406	640	25,298	8,618
595	24,393	8,411	641	25,318	8,622
596	24,413	8,416	642	25,338	8,627
597	24,434	8,420	643	25,357	8,631
598	24,454	8,425	644	25,377	8,636

TABLA DE RAÍCES CUADRADAS Y CÚBICAS  
(Continuación)

n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$	n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$
645	25,397	8,640	691	26,287	8,841
646	25,417	8,645	692	26,306	8,845
647	25,436	8,649	693	26,325	8,849
648	25,456	8,654	694	26,344	8,854
649	25,476	8,658	695	26,363	8,858
650	25,495	8,662	696	26,382	8,862
651	25,515	8,667	697	26,401	8,866
652	25,534	8,671	698	26,420	8,871
653	25,554	8,676	699	26,439	8,875
654	25,573	8,680	700	26,458	8,879
655	25,593	8,685	701	26,476	8,883
656	25,613	8,689	702	26,495	8,888
657	25,632	8,693	703	26,514	8,892
658	25,652	8,698	704	26,533	8,896
659	25,671	8,702	705	26,552	8,900
660	25,691	8,707	706	26,571	8,904
661	25,710	8,711	707	26,590	8,909
662	25,729	8,715	708	26,608	8,913
663	25,749	8,720	709	26,627	8,917
664	25,768	8,724	710	26,646	8,921
665	25,788	8,729	711	26,665	8,925
666	25,807	8,733	712	26,683	8,930
667	25,826	8,737	713	26,702	8,934
668	25,846	8,742	714	26,721	8,938
669	25,865	8,746	715	26,740	8,942
670	25,884	8,750	716	26,758	8,946
671	25,904	8,755	717	26,777	8,950
672	25,923	8,759	718	26,796	8,955
673	25,942	8,763	719	26,814	8,959
674	25,962	8,768	720	26,833	8,963
675	25,981	8,772	721	26,851	8,967
676	26,000	8,776	722	26,870	8,971
677	26,019	8,780	723	26,889	8,975
678	26,038	8,785	724	26,907	8,979
679	26,058	8,789	725	26,926	8,984
680	26,077	8,794	726	26,944	8,988
681	26,096	8,798	727	26,963	8,992
682	26,115	8,802	728	26,982	8,996
683	26,134	8,807	729	27,000	9,000
684	26,153	8,811	730	27,019	9,004
685	26,173	8,815	731	27,037	9,008
686	26,192	8,819	732	27,056	9,012
687	26,211	8,824	733	27,074	9,016
688	26,230	8,828	734	27,092	9,021
689	26,249	8,832	735	27,111	9,025
690	26,268	8,837	736	27,129	9,029

TABLA DE RAÍCES CUADRADAS Y CÚBICAS  
(Continuación)

n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$	n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$
737	27,148	9,033	783	27,982	9,217
738	27,166	9,037	784	28,000	9,221
739	27,185	9,041	785	28,018	9,225
740	27,203	9,045	786	28,036	9,229
741	27,222	9,049	787	28,054	9,233
742	27,240	9,053	788	28,071	9,237
743	27,258	9,057	789	28,089	9,240
744	27,276	9,061	790	28,107	9,244
745	27,295	9,065	791	28,125	9,248
746	27,313	9,069	792	28,143	9,252
747	27,331	9,074	793	28,160	9,256
748	27,350	9,078	794	28,178	9,260
749	27,368	9,082	795	28,196	9,264
750	27,386	9,086	796	28,214	9,268
751	27,404	9,090	797	28,231	9,272
752	27,423	9,094	798	28,249	9,275
753	27,441	9,098	799	28,267	9,279
754	27,459	9,102	800	28,284	9,283
755	27,477	9,106	801	28,302	9,287
756	27,496	9,110	802	28,320	9,291
757	27,514	9,114	803	28,337	9,295
758	27,532	9,118	804	28,355	9,299
759	27,550	9,122	805	28,373	9,303
760	27,568	9,126	806	28,390	9,306
761	27,586	9,130	807	28,408	9,310
762	27,604	9,134	808	28,425	9,314
763	27,623	9,138	809	28,443	9,318
764	27,641	9,142	810	28,461	9,322
765	27,659	9,146	811	28,478	9,326
766	27,677	9,150	812	28,496	9,329
767	27,695	9,154	813	28,513	9,333
768	27,713	9,158	814	28,531	9,337
769	27,731	9,162	815	28,548	9,341
770	27,749	9,166	816	28,566	9,345
771	27,767	9,170	817	28,583	9,349
772	27,785	9,174	818	28,601	9,352
773	27,803	9,178	819	28,618	9,356
774	27,821	9,182	820	28,636	9,360
775	27,839	9,186	821	28,653	9,364
776	27,857	9,189	822	28,671	9,368
777	27,875	9,193	823	28,688	9,371
778	27,893	9,197	824	28,705	9,375
779	27,911	9,201	825	28,723	9,379
780	27,929	9,205	826	28,740	9,383
781	27,946	9,209	827	28,758	9,387
782	27,964	9,213	828	28,775	9,390

TABLA DE RAÍCES CUADRADAS Y CÚBICAS  
(Continuación)

n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$	n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$
829	28,792	9,394	875	29,580	9,565
830	28,810	9,398	876	29,597	9,568
831	28,827	9,402	877	29,614	9,572
832	28,844	9,405	878	29,631	9,576
833	28,862	9,409	879	29,648	9,579
834	28,879	9,413	880	29,665	9,583
835	28,896	9,417	881	29,682	9,587
836	28,914	9,420	882	29,699	9,590
837	28,931	9,424	883	29,715	9,594
838	28,948	9,428	884	29,732	9,597
839	28,966	9,432	885	29,749	9,601
840	28,983	9,435	886	29,766	9,605
841	29,000	9,439	887	29,783	9,608
842	29,017	9,443	888	29,799	9,612
843	29,035	9,447	889	29,816	9,615
844	29,052	9,450	890	29,833	9,619
845	29,069	9,454	891	29,850	9,623
846	29,086	9,458	892	29,866	9,626
847	29,103	9,462	893	29,883	9,630
848	29,120	9,465	894	29,900	9,633
849	29,138	9,469	895	29,917	9,637
850	29,155	9,473	896	29,933	9,641
851	29,172	9,476	897	29,950	9,644
852	29,189	9,480	898	29,967	9,648
853	29,206	9,484	899	29,983	9,651
854	29,223	9,488	900	30,000	9,655
855	29,240	9,491	901	30,017	9,659
856	29,258	9,495	902	30,033	9,662
857	29,275	9,499	903	30,050	9,666
858	29,292	9,502	904	30,067	9,669
859	29,309	9,506	905	30,083	9,673
860	29,326	9,510	906	30,100	9,676
861	29,343	9,513	907	30,116	9,680
862	29,360	9,517	908	30,133	9,683
863	29,377	9,521	909	30,150	9,687
864	29,394	9,524	910	30,166	9,691
865	29,411	9,528	911	30,183	9,694
866	29,428	9,532	912	30,199	9,698
867	29,445	9,535	913	30,216	9,701
868	29,462	9,539	914	30,232	9,705
869	29,479	9,543	915	30,249	9,708
870	29,496	9,546	916	30,266	9,712
871	29,513	9,550	917	30,282	9,715
872	29,530	9,554	918	30,299	9,719
873	29,547	9,557	919	30,315	9,722
874	29,564	9,561	920	30,332	9,726

TABLA DE RAÍCES CUADRADAS Y CÚBICAS  
(Conclusión)

n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$	n	$m^{3/2}$ $\sqrt{n}$	m $\sqrt[3]{n}$
921	30,348	9,729	961	31,000	9,868
922	30,365	9,733	962	31,016	9,872
923	30,381	9,736	963	31,032	9,875
924	30,397	9,740	964	31,048	9,879
925	30,414	9,744	965	31,064	9,882
926	30,430	9,747	966	31,081	9,885
927	30,447	9,751	967	31,097	9,889
928	30,463	9,754	968	31,113	9,892
929	30,480	9,758	969	31,129	9,896
930	30,496	9,761	970	31,145	9,899
931	30,512	9,765	971	31,161	9,902
932	30,529	9,768	972	31,177	9,906
933	30,545	9,772	973	31,193	9,909
934	30,561	9,775	974	31,209	9,913
935	30,578	9,779	975	31,225	9,916
936	30,594	9,782	976	31,241	9,919
937	30,611	9,785	977	31,257	9,923
938	30,627	9,789	978	31,273	9,926
939	30,643	9,792	979	31,289	9,930
940	30,659	9,796	980	31,305	9,933
941	30,676	9,799	981	31,321	9,936
942	30,692	9,803	982	31,337	9,940
943	30,708	9,806	983	31,353	9,943
944	30,725	9,810	984	31,369	9,946
945	30,741	9,813	985	31,385	9,950
946	30,757	9,817	986	31,401	9,953
947	30,773	9,820	987	31,417	9,957
948	30,790	9,824	988	31,433	9,960
949	30,806	9,827	989	31,448	9,963
950	30,822	9,831	990	31,464	9,967
951	30,838	9,834	991	31,480	9,970
952	30,855	9,837	992	31,496	9,973
953	30,871	9,841	993	31,512	9,977
954	30,887	9,844	994	31,528	9,980
955	30,903	9,848	995	31,544	9,983
956	30,919	9,851	996	31,560	9,987
957	30,935	9,855	997	31,575	9,990
958	30,952	9,858	998	31,591	9,993
959	30,968	9,861	999	31,607	9,997
960	30,984	9,865	1000	31,623	10,000

**TABLA DE LOGARITMOS DECIMALES**

N	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
10	0000	0043	0086	0128	0170	0212	0253	0294	0334	0374
11	0414	0453	0492	0531	0569	0607	0645	0682	0719	0755
12	0792	0828	0864	0899	0934	0969	1004	1038	1072	1106
13	1139	1173	1206	1239	1271	1303	1335	1367	1399	1430
14	1461	1492	1523	1553	1584	1614	1644	1673	1703	1732
15	1761	1790	1818	1847	1875	1903	1931	1959	1987	2014
16	2041	2068	2095	2122	2148	2175	2201	2227	2253	2279
17	2304	2330	2355	2380	2405	2430	2455	2480	2504	2529
18	2553	2577	2601	2625	2648	2672	2695	2718	2742	2765
19	2788	2810	2833	2856	2878	2900	2923	2945	2967	2989
20	3010	3032	3054	3075	3096	3118	3139	3160	3181	3201
21	3222	3243	3263	3284	3304	3324	3345	3365	3385	3404
22	3424	3444	3464	3483	3502	3522	3541	3560	3579	3598
23	3617	3636	3655	3674	3692	3711	3729	3747	3766	3784
24	3802	3820	3838	3856	3874	3892	3909	3927	3945	3962
25	3979	3997	4014	4031	4048	4065	4082	4099	4116	4133
26	4150	4166	4183	4200	4216	4232	4249	4265	4281	4298
27	4314	4330	4346	4362	4378	4393	4409	4425	4440	4456
28	4472	4487	4502	4518	4533	4548	4564	4579	4594	4609
29	4624	4639	4654	4669	4683	4698	4713	4728	4742	4757
30	4771	4786	4800	4814	4829	4843	4857	4871	4886	4900
31	4914	4928	4942	4955	4969	4983	4997	5011	5024	5038
32	5051	5065	5079	5092	5105	5119	5132	5145	5159	5172
33	5185	5198	5211	5224	5237	5250	5263	5276	5289	5302
34	5315	5328	5340	5353	5366	5378	5391	5403	5416	5428
35	5441	5453	5465	5478	5490	5502	5514	5527	5539	5551
36	5563	5575	5587	5599	5611	5623	5635	5647	5658	5670
37	5682	5694	5705	5717	5729	5740	5752	5763	5775	5786
38	5798	5809	5821	5832	5843	5855	5866	5877	5888	5899
39	5911	5922	5933	5944	5955	5966	5977	5988	5999	6010

N	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
40	6021	6031	6042	6053	6064	6075	6085	6096	6107	6117
41	6128	6138	6149	6160	6170	6180	6191	6201	6212	6222
42	6232	6243	6253	6263	6274	6284	6294	6304	6314	6325
43	6335	6345	6355	6365	6375	6385	6395	6405	6415	6425
44	6435	6444	6454	6464	6474	6484	6493	6503	6513	6522
45	6532	6542	6551	6561	6571	6580	6590	6599	6609	6618
46	6628	6637	6646	6656	6665	6675	6684	6693	6702	6712
47	6721	6730	6739	6749	6758	6767	6776	6785	6794	6803
48	6812	6821	6830	6839	6848	6857	6866	6875	6884	6893
49	6902	6911	6920	6928	6937	6946	6955	6964	6972	6981
50	6990	6998	7007	7016	7024	7033	7042	7050	7059	7067
51	7076	7084	7093	7101	7110	7118	7126	7135	7143	7152
52	7160	7168	7177	7185	7193	7202	7210	7218	7226	7235
53	7243	7251	7259	7267	7275	7284	7292	7300	7308	7316
54	7324	7332	7340	7348	7356	7364	7372	7380	7388	7396
55	7404	7412	7419	7427	7435	7443	7451	7459	7466	7474
56	7482	7490	7497	7505	7513	7520	7528	7536	7543	7551
57	7559	7566	7574	7582	7589	7597	7604	7612	7619	7627
58	7634	7642	7649	7657	7664	7672	7679	7686	7694	7701
59	7709	7716	7723	7731	7738	7745	7752	7760	7767	7774
60	7782	7789	7796	7803	7810	7818	7825	7832	7839	7846
61	7853	7860	7868	7875	7882	7889	7896	7903	7910	7917
62	7924	7931	7938	7945	7952	7959	7966	7973	7980	7987
63	7993	8000	8007	8014	8021	8028	8035	8041	8048	8055
64	8062	8069	8075	8082	8089	8096	8102	8109	8116	8122
65	8129	8136	8142	8149	8156	8162	8169	8176	8182	8189
66	8195	8202	8209	8215	8222	8228	8235	8241	8248	8254
67	8261	8267	8274	8280	8287	8293	8299	8306	8312	8319
68	8325	8331	8338	8344	8351	8357	8363	8370	8376	8382
69	8388	8395	8401	8407	8414	8420	8426	8432	8439	8445
70	8451	8457	8463	8470	8476	8482	8488	8494	8500	8506

— 218 —

— 219 —

(Conclusión)

N	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
71	8513	8519	8525	8531	8537	8543	8549	8555	8561	8567
72	8573	8579	8585	8591	8597	8603	8609	8615	8621	8627
73	8633	8639	8645	8651	8657	8663	8669	8675	8681	8686
74	8692	8698	8704	8710	8716	8722	8727	8733	8738	8745
75	8751	8756	8762	8768	8774	8779	8785	8791	8797	8802
76	8808	8814	8820	8825	8831	8837	8842	8848	8854	8859
77	8865	8871	8876	8882	8887	8893	8899	8904	8910	8915
78	8921	8927	8932	8938	8943	8949	8954	8960	8965	8971
79	8976	8982	8987	8993	8998	9004	9009	9015	9020	9025
80	9031	9036	9042	9047	9053	9058	9063	9069	9074	9079
81	9085	9090	9096	9101	9106	9112	9117	9122	9128	9133
82	9138	9143	9149	9154	9159	9165	9170	9175	9180	9186
83	9191	9196	9201	9206	9212	9217	9222	8227	9232	9238
84	9243	9248	9253	9258	9263	9269	9274	9279	9284	9289
85	9294	9299	9304	9309	9315	9320	9325	9330	9335	9340
86	9345	9350	9355	9360	9365	9370	9375	9380	9385	9390
87	9395	9400	9405	9410	9415	9420	9425	9430	9435	9440
88	9445	9450	9455	9460	9465	9469	9474	9479	9484	9489
89	9494	9499	9504	9509	9513	9518	9523	9528	9533	9538
90	9542	9547	9552	9557	9562	9566	9571	9576	9581	9586
91	9590	9595	9600	9605	9609	9614	9619	9624	9628	9633
92	9638	9643	9647	9652	9657	9661	9666	9671	9675	9680
93	9685	9689	9694	9699	9703	9708	9713	9717	9722	9727
94	9731	9736	9741	9745	9750	9754	9759	9763	9768	9773
95	9777	9782	9786	9791	9795	9800	9805	9809	9814	9818
96	9823	9827	9832	9836	9841	9845	9850	9854	9859	9863
97	9868	9872	9877	9881	9886	9890	9894	9899	9903	9908
98	9912	9917	9921	9926	9930	9934	9939	9943	9948	9952
99	9956	9961	9965	9969	9974	9978	9983	9987	9991	9996
100	0000	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Ángulo (grados)	Arco (radianes)	Ángulo (grados)	Arco (radianes)	Ángulo (grados)	Arco (radianes)
1	0,0175	45	0,7854	89	1,5533
2	0,0349	46	0,8029	90	1,5708
3	0,0524	47	0,8203		
4	0,0698	48	0,8378	91	1,5882
5	0,0873	49	0,8552	92	1,6057
6	0,1047	50	0,8727	93	1,6232
7	0,1222			94	1,6406
8	0,1396	51	0,8901	95	1,6581
9	0,1571	52	0,9076	96	1,6755
10	0,1745	53	0,9250	97	1,6930
		54	0,9425	98	1,7104
11	0,1920	55	0,9599	99	1,7279
12	0,2094	56	0,9774	100	1,7453
13	0,2269	57	0,9948		
14	0,2443	58	1,0123	101	1,7628
15	0,2618	59	1,0297	102	1,7802
16	0,2793	60	1,0472	103	1,7977
17	0,2967			104	1,8151
18	0,3142	61	1,0647	105	1,8326
19	0,3316	62	1,0821	106	1,8500
20	0,3491	63	1,0996	107	1,8675
		64	1,1170	108	1,8850
21	0,3665	65	1,1345	109	1,9024
22	0,3840	66	1,1519	110	1,9199
23	0,4014	67	1,1694		
24	0,4189	68	1,1868	111	1,9373
25	0,4363	69	1,2043	112	1,9548
26	0,4538	70	1,2217	113	1,9722
27	0,4712			114	1,9897
28	0,4887	71	1,2392	115	2,0071
29	0,5061	72	1,2566	116	2,0246
30	0,5236	73	1,2741	117	2,0420
		74	1,2915	118	2,0595
31	0,5411	75	1,3090	119	2,0769
32	0,5585	76	1,3265	120	2,0944
33	0,5760	77	1,3439		
34	0,5934	78	1,3614	121	2,1118
35	0,6109	79	1,3788	122	2,1293
36	0,6283	80	1,3963	123	2,1468
37	0,6458			124	2,1642
38	0,6632	81	1,4137	125	2,1817
39	0,6807	82	1,4312	126	2,1991
40	0,6981	83	1,4486	127	2,2166
		84	1,4661	128	2,2340
41	0,7156	85	1,4835	129	2,2515
42	0,7330	86	1,5010	130	2,2689
43	0,7505	87	1,5184		
44	0,7679	88	1,5359		

TABLA DE ÁNGULOS Y ARCOS  
(Conclusión)

Ángulo (grados)	Arco (radianes)	Ángulo (grados)	Arco (radianes)	Ángulo (grados)	Arco (radianes)
131	2,2864	148	2,5831	164	2,8623
132	2,3038	149	2,6005	165	2,8798
133	2,3213	150	2,6180	166	2,8972
134	2,3387			167	2,9147
135	2,3562	151	2,6354	168	2,9322
136	2,3736	152	2,6529	169	2,9496
137	2,3911	153	2,6704	170	2,9671
138	2,4086	154	2,6878		
139	2,4260	155	2,7053	171	2,9845
140	2,4435	156	2,7227	172	3,0020
		157	2,7402	173	3,0194
141	2,4609	158	2,7576	174	3,0369
142	2,4784	159	2,7751	175	3,0543
143	2,4958	160	2,7925	176	3,0718
144	2,5133			177	3,0892
145	2,5307	161	2,8100	178	3,1067
146	2,5482	162	2,8274	179	3,1241
147	2,5656	163	2,8449	180	3,1416

FUNCIONES TRIGONOMÉTRICAS

Grados	seno	tang.	cotang.	coseno	—
0	0,0000	0,0000	∞	1,0000	90
1	0,0175	0,0175	57,2900	0,9998	89
2	0,0349	0,0349	28,6363	0,9994	88
3	0,0523	0,0524	19,0811	0,9986	87
4	0,0698	0,0699	14,3007	0,9976	86
5	0,0872	0,0875	11,4301	0,9962	85
6	0,1045	0,1051	9,5144	0,9945	84
7	0,1219	0,1228	8,1443	0,9925	83
8	0,1392	0,1405	7,1154	0,9903	82
9	0,1564	0,1584	6,3138	0,9877	81
10	0,1736	0,1763	5,6713	0,9848	80
11	0,1908	0,1944	5,1446	0,9816	79
12	0,2079	0,2126	4,7046	0,9781	78
13	0,2250	0,2309	4,3315	0,9744	77
14	0,2419	0,2493	4,0108	0,9703	76
15	0,2588	0,2679	3,7321	0,9659	75
16	0,2756	0,2867	3,4874	0,9613	74
17	0,2924	0,3057	3,2709	0,9563	73
18	0,3090	0,3249	3,0777	0,9511	72
19	0,3256	0,3443	2,9042	0,9455	71
20	0,3420	0,3640	2,7475	0,9397	70
—	coseno	cotang.	tang.	seno	Grados

FUNCIONES TRIGONOMÉTRICAS  
(Conclusión)

Grados	seno	tang.	cotang.	coseno	—
21	0,3584	0,3839	2,6051	0,9336	69
22	0,3746	0,4040	2,4751	0,9272	68
23	0,3907	0,4245	2,3559	0,9205	67
24	0,4067	0,4452	2,2460	0,9135	66
25	0,4226	0,4663	2,1445	0,9063	65
26	0,4384	0,4877	2,0503	0,8988	64
27	0,4540	0,5095	1,9626	0,8910	63
28	0,4695	0,5317	1,8807	0,8829	62
29	0,4848	0,5543	1,8040	0,8746	61
30	0,5000	0,5774	1,7321	0,8660	60
31	0,5150	0,6009	1,6643	0,8572	59
32	0,5299	0,6249	1,6003	0,8480	58
33	0,5446	0,6494	1,5399	0,8387	57
34	0,5592	0,6745	1,4826	0,8290	56
35	0,5736	0,7002	1,4281	0,8192	55
36	0,5878	0,7265	1,3764	0,8090	54
37	0,6018	0,7536	1,3270	0,7986	53
38	0,6157	0,7813	1,2799	0,7880	52
39	0,6293	0,8098	1,2349	0,7771	51
40	0,6428	0,8391	1,1918	0,7660	50
41	0,6561	0,8693	1,1504	0,7547	49
42	0,6691	0,9004	1,1106	0,7431	48
43	0,6820	0,9325	1,0724	0,7314	47
44	0,6947	0,9657	1,0355	0,7193	46
45	0,7071	1,0000	1,0000	0,7071	45
—	coseno	cotang.	tang.	seno	Grados

FUNCIONES EXPONENCIALES E HIPERBÓLICAS

(8-15)

x	e <sup>x</sup>	cos h x	sen h x	tg h x
0	1,0000	1,0000	0,0000	0,0000
0,1	1,1052	1,0050	0,1002	0,0997
0,2	1,2214	1,0201	0,2013	0,1974
0,3	1,3499	1,0453	0,3045	0,2913
0,4	1,4918	1,0811	0,4108	0,3799
0,5	1,6487	1,1276	0,5211	0,4621
0,6	1,8221	1,1855	0,6367	0,5370
0,7	2,0138	1,2552	0,7586	0,6044
0,8	2,2255	1,3374	0,8881	0,6640
0,9	2,4596	1,4331	1,0265	0,7163
1,0	2,7183	1,5431	1,1752	0,7616
1,1	3,0042	1,6685	1,3356	0,8005

$x$	$e^x$	$\cos h x$	$\text{sen } h x$	$\text{tg } h x$
1,2	3,3201	1,8107	1,5095	0,8336
1,3	3,6693	1,9709	1,6984	0,8617
1,4	4,0552	2,1509	1,9043	0,8853
1,5	4,4817	2,3524	2,1293	0,9051
1,6	4,9530	2,5775	2,3756	0,9217
1,7	5,4739	2,8283	2,6456	0,9354
1,8	6,0496	3,1075	2,9422	0,9468
1,9	6,6859	3,4177	3,2682	0,9562
2,0	7,3891	3,7622	3,6269	0,9640
2,1	8,1662	4,1443	4,0219	0,9704
2,2	9,0250	4,5679	4,4571	0,9757
2,3	9,9742	5,0372	4,9370	0,9801
2,4	11,0232	5,5569	5,4662	0,9837
2,5	12,1825	6,1323	6,0502	0,9866
2,6	13,464	6,7690	6,6947	0,9890
2,7	14,880	7,4735	7,4063	0,9910
2,8	16,445	8,2527	8,1919	0,9926
2,9	18,174	9,1146	9,0596	0,9940
3,0	20,086	10,068	10,018	0,9950
3,1	22,198	11,121	11,076	0,9959
3,2	24,533	12,287	12,246	0,9967
3,3	27,113	13,575	13,538	0,9973
3,4	29,964	14,999	14,965	0,9978
3,5	33,115	16,573	16,543	0,9982
3,6	36,598	18,313	18,285	0,9985
3,7	40,447	20,236	20,211	0,9988
3,8	44,701	22,362	22,339	0,9990
3,9	49,402	24,711	24,692	0,9992
4,0	54,598	27,308	27,290	0,9993
4,1	60,340	30,178	30,162	0,9994
4,2	66,686	33,351	33,336	0,9995
4,3	73,700	36,857	36,843	0,9996
4,4	81,451	40,732	40,719	0,9997
4,5	90,017	45,014	45,003	0,9998
4,6	99,48	49,747	49,737	0,9998
4,7	109,95	54,978	54,969	0,9998
4,8	121,51	60,759	60,751	0,9999
4,9	134,29	67,149	67,141	0,9999
5,0	148,41	74,208	74,201	0,9999

$$\cos h x = \frac{e^x + e^{-x}}{2} \quad \text{sen } h x = \frac{e^x - e^{-x}}{2} \quad \text{tg } h x = \frac{\text{sen } h x}{\cos h x}$$

**LONGITUDES Y SUPERFICIES EN LINEAS CURVAS Y POLIGONOS**

(18) — 225 —

**POLIGONOS REGULARES**

*n*, número de lados; *c*, longitud de un lado;  
*R*, radio del círculo circunscripto (externo);  
*r* radio del círculo inscripto (interno);  
*S*, superficie del polígono

POLIGONO	$\frac{R}{c}$	$\frac{r}{c}$	$\frac{c}{R}$	$\frac{c}{r}$	$\frac{S}{c^2}$	$\frac{S}{R^2}$
Triángulo (3) ....	0,577	0,289	1,732	3,463	0,433	1,299
Cuadrado (4) .....	0,707	0,500	1,414	2,000	1,000	2,000
Pentágono (5) ...	0,851	0,688	1,176	1,453	1,721	2,378
Hexágono (6) ....	1,000	0,866	1,000	1,155	2,598	2,598
Heptágono (7) ...	1,152	1,038	0,868	0,963	3,634	2,736
Octógono (8) ....	1,307	1,208	0,765	0,828	4,828	2,828
Eneágono (9) ....	1,462	1,374	0,684	0,788	6,182	2,892
Decágono (10) ...	1,618	1,540	0,618	0,649	7,694	2,939
Undecágono (11) .	1,775	1,703	0,563	0,587	9,366	2,974
Dodecágono (12) ..	1,932	1,866	0,518	0,536	11,196	3,000

**Círculo:**

*r*, radio; *d*, diámetro; *S*, superficie;  $\alpha$  ángulo al centro.  
 Circunferencia =  $\pi d$

$S = 0,25 \pi d^2 = 0,785 d^2$

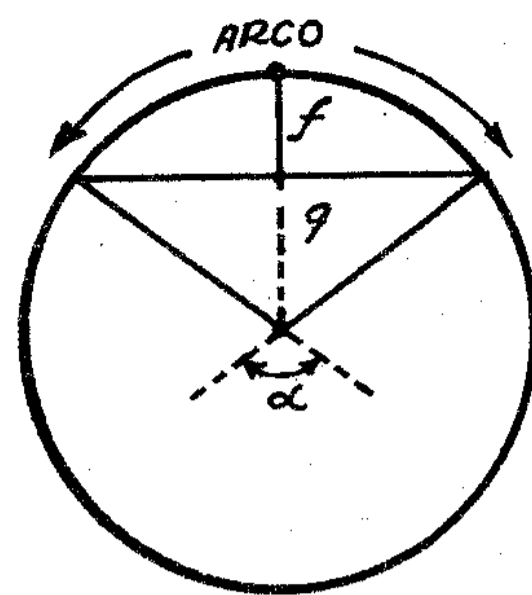
Arco =  $0,5 \alpha d$  ( $\alpha$  en radianes)

Arco =  $\frac{\pi r \alpha}{180}$  ( $\alpha$  en grados)

$S = 0,125 \alpha d^2$  ( $\alpha$  en radianes)

Flecha =  $f = r (1 - \cos \frac{\alpha}{2})$

Cuerda =  $q = d \cdot \sin \frac{\alpha}{2}$



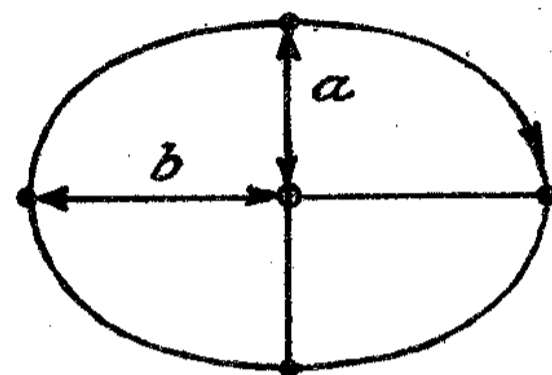
**Elipse:**

*a* y *b*, semiejes

Longitud =

=  $\pi [1,5 (a + b) - \sqrt{ab}]$

Superficie =  $\pi ab$



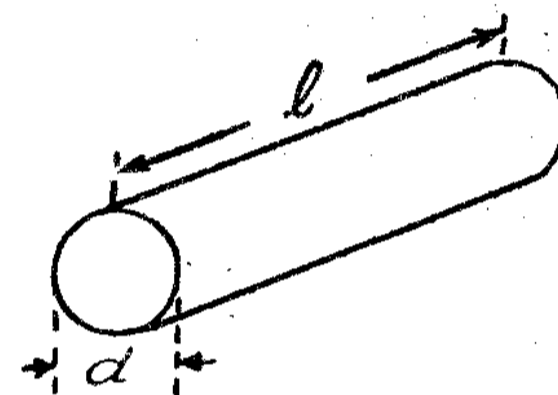
**VOLUMENES**

**Cilindro:**

Sección recta =  $S = 0,25 \pi d^2 = 0,785 d^2$

Superficie lateral =  $\pi d l$

Volumen =  $0,25 \pi d^2 l = 0,785 d^2 l$



**REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS PRINCIPALES**

- (1) ARRL. - Radio Amateur's Handbook.
- (2) Bétrancourt. - L'emploi des unités dans la pratique des calculs.
- (3) Bureau of Standards. - Circular 74.
- (4) Crescini. - Elettroacustica.
- (5) Curchod. - Memento d' Electrotechnique.
- (6) Curchod. - Problemes d' Electrotechnique.
- (7) Electronics. - Agosto 1945.
- (7a) Electronics. - U. R. Furst. Marzo 1944.
- (8) Everitt. - Communication Engineering.
- (9) Communications. - W. L Everitt. Sept.-Oct. 1938.
- (10) Electrical Communication. - J. C. Chaston. Julio 1936.
- (10a) Electrical Communication. - Mc Pherson. Abril-Julio 1938.
- (11) Journ. of the Inst. Electrical Engineers. - E. B. Moullin. Mayo 1936.
- (12) Federal Teleph. and Telegr. Co. - Reference Data for Radio Engineers.
- (13) Henney. - Radio Engineering Handbook.
- (14) Hund. - High Frequency Measurements.
- (15) Hund. - Phenomena in High Frequency Systems.
- (16) Knowlton. - Standard Handbook for Electrical Engineers.
- (17) Levasseur. - Electrochimie et Electrometallurgie.
- (18) L'Hospitalier. - Formulaire de L'Electricien et du Mécanicien.
- (19) Morecroft. - Principles of Radio Communication.
- (20) Proc. of the Institute of Radio Engineers. - Aiken. Febr.-Jun. 1937.
- (21) Proc. of the Institute of Radio Engineers. - Brown. Abril 1945.
- (22) Proc. of the Institute of Radio Engineers. - Glinski. Junio 1945.
- (23) Proc. of the Institute of Radio Engineers. - Carter. Oct. 1931 Jun. 1932.
- (24) Prince Vogdes. - Principies of Mercury Arc Rectifiers.
- (25) R. C. A. - Manual de válvulas transmisoras.
- (26) Siemens Schuckert. - Catálogo de motores eléctricos.
- (27) Terman. - Radio Engineer's Handbook.
- (28) Brown. - Proc. of the Insticute of Radio Engineers. Abril 1945.
- (29) Klingenberg. - Formulario del técnico mecánico. Ed. Labor.
- (30) Medhurst. - Wireless Engineer. Febr..Marzo 1947.
- (31) Television Engineering. - Junio 1950.
- (32) Da Cola. - Electronics. Febrero 1942.
- (33) Packard. - Relay Engineering 1945.
- (34) Electrical Manufacturing. - Sept. 1947.

