

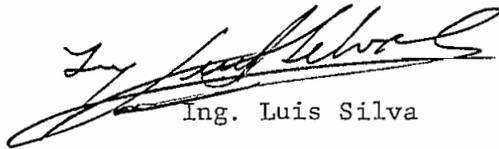
TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO EN
LA ESPECIALIZACION DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES
DE LA ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE BANDA ANCHA
PARA FRECUENCIAS MUY ELEVADAS

MARIO HERNAN GUESTA BASTIDAS

Quito, Octubre de 1 9 6 8

CERTIFICO QUE ESTE TRABAJO
HA SIDO REALIZADO INTEGRA-
MENTE POR EL SEÑOR MARIO H.
CUESTA B.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Luis Silva', written in a cursive style with a long horizontal flourish at the end.

Ing. Luis Silva

CONSULTOR DE TESIS

A M I S P A D R E S

I N D I C E G E N E R A L

I N T R O D U C C I O N . -

CAPITULO I. -	ESPECIFICACIONES TECNICAS	1
A. -	Gama de frecuencias y anchos de banda	2
B. -	Niveles de entrada y salida	3
C. -	Impedancias de entrada y salida	3
D. -	Distorsión	4
E. -	Características especiales	4
CAPITULO II. -	CARACTERISTICAS GENERALES Y SINTESIS DE AMPLIFICADORES DISTRIBUIDOS.	6
A. -	Amplificadores distribuidos	6
B. -	Amplificadores distribuidos en cascada	15
C. -	Características de las líneas de grilla y placa	16
D. -	Efectos de la conductancia de entrada de los tubos	29
E. -	Formulario de diseño para el amplificador distribuido	30
F. -	Diseño del amplificador distribuido de banda ancha	33
CAPITULO III. -	EL AMPLIFICADOR DE POTENCIA O DE SALIDA	40
A. -	El amplificador de potencia con carga sintonizada	40
B. -	Circuitos de carga resonantes	50

C.-	Consideraciones especiales	53
D.-	Formulario de diseño	57
E.-	Diseño del amplificador de potencia	63
CAPITULO IV.-	LA FUENTE DE PODER	69
A.-	Determinación del tipo de fuente a utilizarse.	69
B.-	Diseño de la Fuente	71
CAPITULO V.-	PRUEBAS EN EL LABORATORIO	84
A.-	Mediciones y comprobación de las características de cada etapa.	84
B.-	Medición y comprobación de características del aparato en general.	99
CAPITULO VI.-	CONCLUSIONES	102
APENDICE I.		106
APENDICE II		109
REFERENCIAS		120
BIBLIOGRAFIA		121

I N D I C E D E D I A G R A M A S

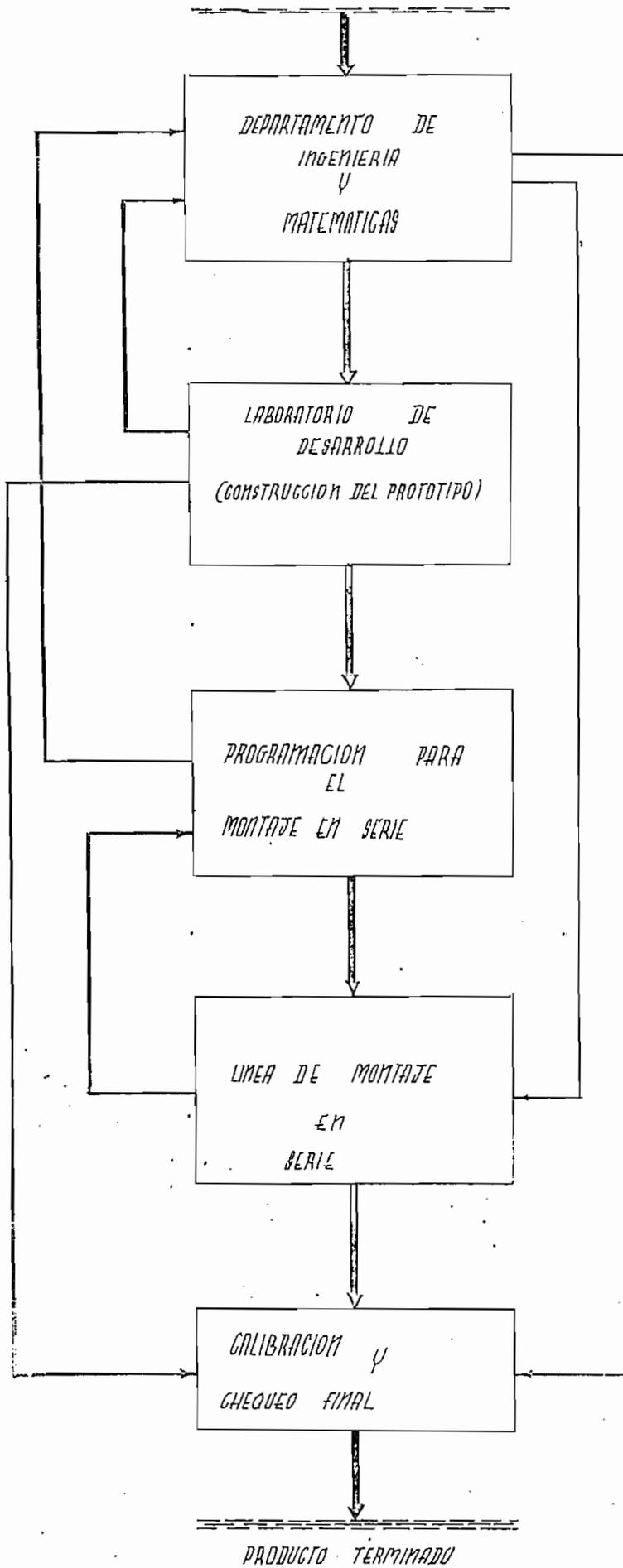
DIAGRAMA	1.-	Curva de respuesta a la frecuencia del amplificador distribuido.	87-b
DIAGRAMA	2.-	Curva para la determinación del ancho de banda del amplificador distribuido.	91-b
DIAGRAMA	3.-	Curva de ganancia del amplificador distribuido	93-b
DIAGRAMA	4.-	Ancho de banda del amplificador de potencia	98-b
DIAGRAMA	5.-	Curva de potencia de salida vs. Frecuencia del amplificador de potencia.	100-b

I N T R O D U C C I O N

Tomando en consideración que dentro de los campos teórico y práctico de la Electrónica no existe un verdadero amalgamiento, he creído del caso escoger la presente Tesis que versa sobre Diseño; si bien es cierto que los estudios académicos le capacitan a un profesional para el desempeño de sus funciones específicas, sin embargo, muy poco énfasis se pone al estudio de esta parte de la Ingeniería Electrónica; de allí que, este trabajo está encaminado a dar una idea de cómo se puede efectuar un estudio de esta naturaleza.

El diseño de un dispositivo electrónico es sumamente complejo, pues, requiere el concurso de varios factores, entre los cuales podemos citar los siguientes: las distintas especializaciones en los numerosos ramales de esta ciencia, el largo proceso de calculación teórica, y lo que es más, la consiguiente experimentación en los laboratorios de diseño y montaje, los mismos que deben contar con personal especializado y equipo adecuado.

Para dar una idea de cómo una industria realiza el proceso de desarrollo y diseño hasta obtener un producto terminado, es necesario hacer constar a continuación un cuadro o diagrama del mismo. Este diagrama muy general por cierto, nos demuestra su complejidad, ora por la multiplicidad de pruebas y consultas técnicas, y más aún, por las modificaciones que se efectúan hasta llegar a la obtención de un producto de las características deseadas, lo cual



se consigue a través de un largo período de tiempo.

Después de estas palabras previas, debo indicar que el presente trabajo de diseño, solamente nos dará una idea de como realizarlo, pues, no se obtuvo un equipo perfecto, por obvias razones; sin embargo, se ha hecho todo lo posible para que a este equipo se lo pueda considerar como aceptable, si tomamos en cuenta las condiciones bajo las cuales se ha realizado éste, pues, las disponibilidades del Laboratorio de Electrónica no permiten realizar experimentación dentro de ciertos márgenes de frecuencia, como el caso que nos ocupa, así como también a la carencia de materiales especiales que no se los puede adquirir en nuestro país.

El equipo a diseñarse, surgió de la necesidad de que el Laboratorio de Electrónica cuente con un amplificador de tipo universal dentro de ciertos márgenes de frecuencia y ancho de banda. Se lo podría utilizar para amplificar en voltaje señales moduladas, tanto en amplitud como en frecuencia, pulsos de tensión, para los que se necesita considerables anchos de banda y, además, para emplearlo como amplificador de potencia que permita obtener características de diversos dispositivos que se usan en el campo de la Electrónica y las Telecomunicaciones.

Por lo anteriormente expuesto, este equipo estará formado por un amplificador de banda ancha y de un amplificador sintonizado de potencia de alta frecuencia.

Dada la variedad de conocimientos de todo orden que son necesarios para lograr el diseño completo, sólo se estudiarán los fundamentos teóricos de las correspondientes etapas; y para obtener el diseño total, se aplicarán principios y fórmulas que son ampliamente conocidos, pues de otra manera, el trabajo resultaría muy extenso y - prácticamente imposible de llevarlo a cabo en un tiempo razonable, pero, cabe mencionar que estos principios y fórmulas se los podrá identificar por las referencias que se vayan señalando, lo cual - permitirá que cualquier persona pueda profundizar en esos aspectos. El trabajo a realizarse constará de los siguientes capítulos:

- I. ESPECIFICACIONES TECNICAS
- II CARACTERISTICAS GENERALES Y SINTESIS DE AMPLIFICADORES DISTRIBUIDOS
- III EL AMPLIFICADOR DE POTENCIA O DE SALIDA
- IV LA FUENTE DE PODER
- V PRUEBAS EN EL LABORATORIO
- VI CONCLUSIONES

Por último, me place dejar constancia de mi profunda gratitud para la Escuela Politécnica Nacional, que hizo posible plasmar en realidad mis ideales; mi reconocimiento para su Cuerpo Docente que me - brindó sus vastos conocimientos y sus sabias enseñanzas; y, mi especial agradecimiento para todas las personas que contribuyeron en el desarrollo de esta Tesis, en particular a los Sres. Ingenieros Luis - Silva y Marco Hurtado, quienes la dirigieron.

C A P I T U L O I

ESPECIFICACIONES TECNICAS

Estas fueron determinadas por el Departamento de Electrónica, basándose en especificaciones técnicas de equipos de alta calidad con las modificaciones necesarias, con el fin de que el trabajo materia de esta tesis, sea realizable.

En general los requisitos son los siguientes:

PARA EL AMPLIFICADOR DE VOLTAJE:

- 1 Debe ser del tipo conocido con el nombre de AMPLIFICADOR DISTRIBUIDO
- 2 Debe cubrir por lo menos la banda de 50 a 100 Mc/s
- 3 Debe tener un ancho de banda de 50 Mc/s
- 4 Debe ser capaz de proveer un voltaje de excitación para el amplificador de potencia con una entrada mínima de 50 milivoltios
- 5 Las impedancias de entrada y de salida se sujetarán a las condiciones impuestas al diseñar las redes del amplificador.

PARA EL AMPLIFICADOR DE POTENCIA:

- 1 Clase B, lineal y sintonizado
- 2 Potencia de salida promedio 5 watios
- 3 Impedancia de entrada de acuerdo a la de salida del amplificador de voltaje.
- 4 Impedancia de salida 50 y 300 ohmios

5 El ancho de banda debe ser el mayor que pueda ser obtenido,
sin complicaciones de circuito.

6 Debe tener un dial calibrado con respecto a la frecuencia

7 Debe poseer un instrumento indicador de sintonía

8 Debe cubrir en una o varias bandas de 50 a 100 Mc/s

PARA LA FUENTE DE PODER:

1 Debe ser diseñada para proveer las corrientes y tensiones ne-
cesarias a los amplificadores

El diseño debe ser realizado procurando cumplir en cuanto sea posi-
ble con estos requisitos.

A continuación explicaré en forma generalizada los motivos por los
que estas condiciones de diseño fueron impuestas, y me limitaré a
lo esencial como son: Gama de frecuencia y ancho de banda, Niveles
de entrada y de salida, Impedancias de entrada y de salida, distor-
sión y características especiales.

A.- Gama de frecuencias y anchos de banda.-

Las frecuencias de trabajo fueron escogidas por ser de las más uti-
lizadas en ciertas aplicaciones industriales (TV, FM, Policía, etc)
y porque el Departamento de Electrónica proyecta realizar ciertas
experiencias en esta gama.

En cuanto a los anchos de banda pedidos, éstos están dentro de los
límites que pueden ser obtenidos. En lo referente al ancho del am-
plificador de potencia no es completamente estricto y deja libertad,

La impedancia de salida impuesta está acorde con la utilización que puede dársele, por ello dos valores normalizados se han indicado, a pesar de que en este caso se procurará que la misma sea variable, con el fin de darle mayor flexibilidad al aparato.

D.- Distorsión.-

En este aspecto no se impuso un valor determinado, debido a que en el diseño del amplificador distribuido se toma en cuenta la distorsión y se lo realiza para un valor mínimo de la misma. En el caso del amplificador de potencia, siendo éste sintonizado, el valor de distorsión depende de la calidad o mas bien del factor de calidad del circuito tanque de salida.

E.- Características especiales.-

Entre estas características existe una que merece especial mención y es aquella que se refiere a que el amplificador de voltaje debe ser del tipo DISTRIBUIDO.

El fundamento para imponerme este tipo de amplificador de voltaje, estriba precisamente, en que la amplificación ADITIVA no se estudia en el plan o programa de estudios reguláres de Ingeniería Electrónica de la Escuela ó a ésta únicamente se la ve en forma ilustrativa, por esta circunstancia la mayor parte del mérito de este trabajo, reside precisamente en el CAPITULO II, que hace un estudio sintético de esta forma de amplificación y desarrolla una teoría - Fácil de comprender y aplicar en el diseño de esta forma especial de amplificadores.

Las demás características han sido determinadas tomando en cuenta ciertas consideraciones de orden mecánico o de manejo del aparato , razón por la que no necesitan explicación.

C A P I T U L O II

CARACTERISTICAS GENERALES Y SINTESIS DE AMPLIFICADORES DISTRIBUIDOS.

A.- Amplificadores distribuidos.-

La necesidad de disponer de un amplificador que permita amplificar pulsos de tensión de duración sumamente pequeña, hizo que se investigue y llegue a obtener un nuevo tipo de amplificador que se lo denominó amplificador "Distribuido" , "De cadena" o "Aditivo".

Es conocido que para poder amplificar pulsos, un amplificador debe poseer un tiempo de establecimiento sumamente pequeño y en consecuencia un ancho de banda muy amplio. Debido a esta circunstancia los amplificadores convencionales de producto resultan complicados y costosos. Por ello se buscó una nueva forma de amplificación y se llegó a la aditiva. Para comprender el fundamento de esta forma de amplificación, hagamos el siguiente análisis:

La amplificación de bandas anchas, encuentra siempre un límite debido a las capacidades de los tubos que no se pueden evitar. Para poder amplificar la banda de 0 a 5 Mc/s se debe hacer que la impedancia de ánodo tenga un valor muy pequeño a fin de que la reactancia de la capacidad en paralelo de la salida del tubo, no pueda formar un camino para las altas frecuencias.

Se utiliza entonces una conexión artificial como se indica en la Fig. No. 1

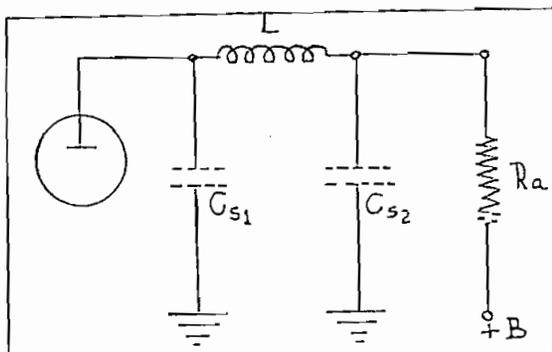


FIG No 1

y se conecta un circuito resonante formado por la bobina L y la capacidad Cs2 de la siguiente etapa.

Este circuito entre el ánodo y la resistencia de carga se lo sintoniza aproximadamente a la frecuencia de corte superior lo que da un mejoramiento a la respuesta en alta frecuencia, pero luego disminuye la amplificación rápidamente. Utilizando esta forma se ha logrado obtener amplificadores para osciloscopios con una frecuencia superior límite de 10 Mc/s.

De allí en adelante no es posible utilizar racionalmente esta conexión y este circuito, por ello, se pensó en otro que elimine el efecto perjudicial de las capacidades interelectrónicas de los tubos.

Para esto, algunos tubos se conectan en intervalos regulares sobre una línea artificial formada por bobinas y condensadores, en las

que parte o la totalidad de los condensadores están formados por las capacidades interelectrónicas de los tubos, eliminándose de esta manera su efecto perjudicial.

Para comprender el funcionamiento de este tipo de amplificador, es necesario exponer brevemente las propiedades de una cadena formada por secciones de filtros pasa-bajos, como la que se indica en la fig. No. 2

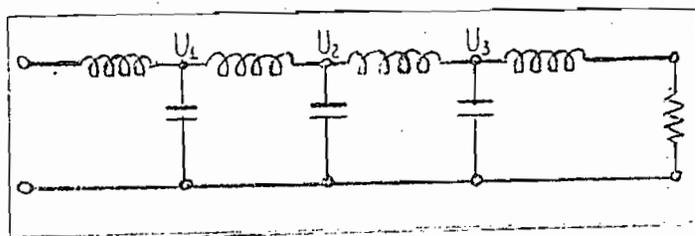


Fig No 2

Si esta cadena está cerrada por su resistencia característica, ella permite el paso de todas las frecuencias desde cero hasta una frecuencia límite f_g . Las tensiones U_1 hasta U_3 tienen para estas frecuencias la misma amplitud, si se desprecia las resistencias de las bobinas. Por el contrario en cada miembro de la cadena para estas frecuencias tiene lugar un cambio de fase. La magnitud del ángulo de fase depende de cada frecuencia en particular. En la Fig. No. 3 se han representado esquemáticamente las tensiones U_1 hasta U_3 , para un ángulo supuesto arbitrariamente de 30° por miembro.

pues, de otra manera con el fin de obtener grandes anchos de banda el circuito puede complicarse demasiado, además permitirá que se realicen todos los cambios necesarios en el diseño y montaje de los circuitos sintonizados que a estas frecuencias resultan sumamente complicados y críticos en su construcción.

B.- Niveles de entrada y salida.-

Los niveles de entrada fueron impuestos pensando que el aparato tiene que trabajar con los generadores que existen en el Laboratorio. Los niveles de salida (de voltaje en el caso del amplificador distribuido y de potencia en el caso del amplificador sintonizado) fueron dados con el fin de que puedan ser utilizados en diversas experiencias tanto en Electrónica como en Telecomunicaciones . (Pruebas de características de diversos dispositivos como antenas, pruebas de radiación; amplificación de pulsos con el amplificador distribuido, etc.).

C.- Impedancias de entrada y de salida.-

Las impedancias de entrada y de salida del amplificador distribuido no pueden ser impuestas, pues, ellas dependen del rango de frecuencias y anchos de banda para los que se diseñan las redes del amplificador, por esto dichos valores no fueron impuestos.

En el caso del amplificador de potencia, la impedancia de entrada debe estar acorde con la impedancia de salida del amplificador de voltaje, pues, en ciertos casos deben trabajar en conjunto y las impedancias tienen que estar acopladas.

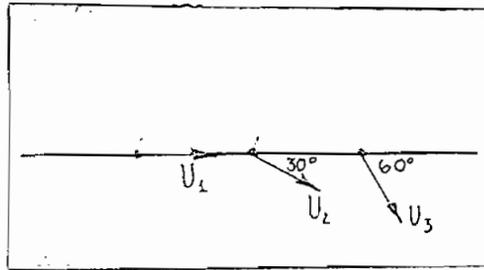


Fig N° 3

Otra propiedad de una línea de cadena de esta naturaleza es que, para todas las frecuencias menores que la frecuencia límite, desde cada nudo se mira una resistencia constante de valor igual a $Z/2$, cuando ambos lados de la cadena están cerrados por Z .

En un amplificador de cadena se conecta cada nudo a la grilla de un tubo como se muestra en la fig. No. 4

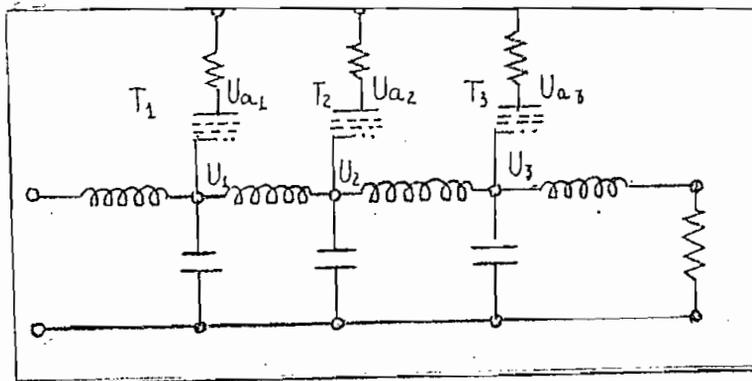


Fig N° 4

Entonces se puede considerar la capacidad grilla-cátodo incluida en la capacidad de la cadena, a fin de que se mantenga la frecuencia límite superior. Cada tubo amplifica la tensión existente en el nudo correspondiente.

Debido al cambio de fase de 180° entre placa y grilla, habrán tensiones en las resistencias de placa de acuerdo con la fig. No. 5

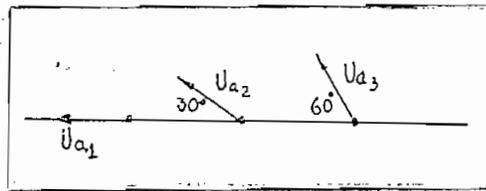


Fig No 5

Las amplitudes como se notan en la figura anterior, son nuevamente iguales (suponiendo igual amplificación de los tubos) y las fases están en el ejemplo supuesto, giradas 30° .

Se observa que hasta aquí no se ha ganado nada, puesto que, en los circuitos de placa aún están presentes las capacidades de placa.

Reemplazando ahora como se indica en la fig. No. 6

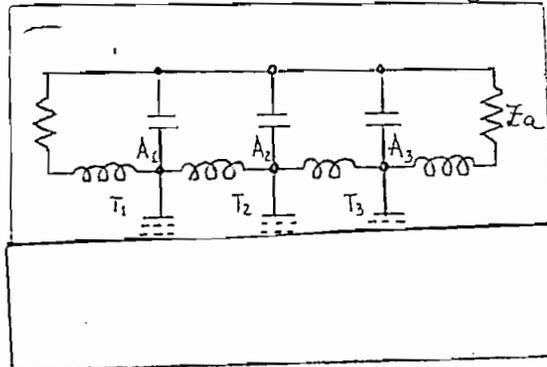


Fig No 6

las resistencias de placa con una cadena cerrada con sus respectivas resistencias, lográndose eliminar de esta manera el efecto perjudicial de las capacidades de placa, por cuanto, ellas forman ahora parte de los miembros de la cadena.

De acuerdo con las leyes de la cadena, entre placa y tierra - existirá ahora una resistencia pura a corrientes alternas para frecuencias inferiores a la frecuencia límite. Por lo tanto en cada ánodo tendremos una tensión alterna amplificada.

Ahora viene el siguiente hecho decisivo; pensemos por un momento que los dos últimos tubos están desconectados, entonces se origina solamente en la placa del primer tubo una tensión alterna, la misma que se propaga a lo largo de la cadena. En los puntos A2 y A3, habrá una señal de igual amplitud a la existente en A1, sin embargo de acuerdo al ejemplo, giradas cada una a 30° . Estas tensiones se encuentran allí como se muestra en la fig. No. 5, aunque los tubos 2 y 3 no trabajen.

Si se conecta el tubo 2, él amplificará la tensión existente en su grilla. En la placa habrá su correspondiente tensión amplificada U_{a2} de la fig. No. 5 y con la misma fase de la tensión que por la cadena de placa había viajado desde el tubo 1. Como las tensiones de igual ángulo de fase se suman en sus magnitudes, tendremos, entonces que en el ánodo de la válvula 2, existe una señal cuya magnitud será el doble como se muestra en la fig. No. 7

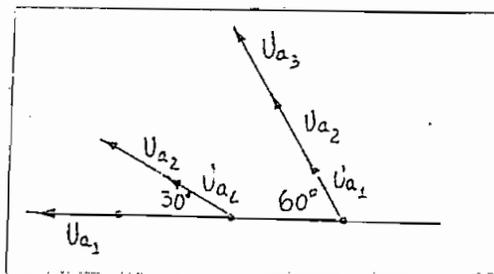


Fig N° 7

Como se nota, en A2 hay una tensión que es el doble a la existente en el ánodo del tubo 1. Conectando ahora el tubo 3 se repite el proceso, por lo que en su ánodo tendremos una tensión que es el triple como se muestra también en la fig. No. 7

Aunque cada tubo no amplificase, sino que solamente tuviese la tensión alterna de grilla igual a la tensión alterna de placa, sin embargo, se obtendría en la placa del tubo 3 o bien en la resistencia de cierre Z_a el valor triple, esto es, una amplificación de tres.

Por lo visto anteriormente podemos decir, que la amplificación total es la suma de las amplificaciones parciales proporcionadas por cada tubo, es decir que podemos hablar de una amplificación ADITIVA. De esto se deduce, que, es posible utilizar líneas artificiales de bajo valor de impedancia característica, pudiéndose ganar en ampli

ficación si se utiliza el número suficiente de tubos.

Líneas de cadena con resistencias características bajas, pueden ser realizadas hasta muy altas frecuencias. Con esto es posible construir amplificadores tales, que amplifiquen por igual bandas de frecuencia desde corriente continua hasta algunos cientos de megaciclos.

La forma del amplificador básico está dada en la fig. No. 8

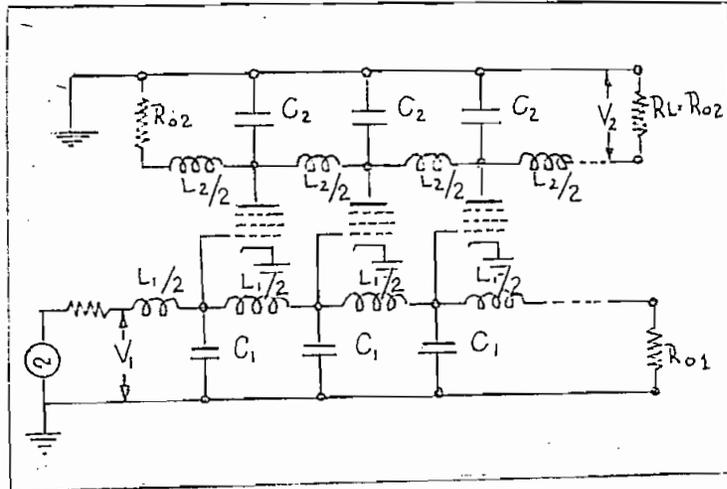


Fig No 8

En este circuito, la red formada por los elementos L_1 y C_1 constituyen la llamada "Línea de grilla". Similarmente, la red cuyos elementos son L_2 y C_2 , es la denominada "Línea de placa".

Las líneas deben ser diseñadas para tener iguales velocidades de propagación para iguales defasamientos por sección, y deben estar terminadas en sus impedancias características que para este caso deben ser resistivas (en el circuito básico mostrado en la figura No. 8, son R01 y R02) con el fin de evitar reflexiones de la onda que viaja a lo largo de las mismas. Además, éstas no deben tener disipación o deben ser despreciables con el fin de que la onda pueda viajar sin atenuación.

Dentro de los límites de esta idealización, las siguientes relaciones serán cumplidas:

$$R_{01} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad \text{II-1}$$

$$R_{02} = \sqrt{\frac{L_2}{C_2}} \quad \text{II-2}$$

$$V_{p0} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad \text{II-3}$$

La corriente de placa de cada tubo será:

$$I_p = gm \cdot V_i \quad (\text{Intensidad o corriente de placa en pentodos})$$

II-4

Debido a la igualdad de velocidades de propagación en las líneas de placa y grilla, la contribución de corriente de placa en los sucesivos tubos, puede ser adicionada directamente por lo que la corriente total de carga será:

$$I_{CARGA} = \frac{n g_m V_1}{2} \quad \text{II-5}$$

El factor 2 en la ecuación anterior (II-5) aparece debido a que la mitad de la corriente con la que cada tubo contribuye fluye por R01 y la otra mitad por R02.

El voltaje de salida es:

$$V_2 = I_{CARGA} \times R_{02} = \frac{n g_m V_1}{2} \cdot R_{02} \quad \text{II-6}$$

y la amplificación será:

$$A \triangleq \frac{V_2}{V_1} = \frac{n g_m R_{02}}{2} \quad \text{II-7}$$

Esta última ecuación da la básica propiedad del amplificador distribuido, en la que se puede notar que la amplificación aumenta linealmente con el número de tubos, o sea, que la ganancia total es la suma de las ganancias individuales de los tubos. De esto, se deduce que cada tubo puede contribuir con una ganancia menor que la unidad, pero la ganancia total puede ser tan grande como se desee. Esta situación no es posible obtener utilizando una forma de amplificación de producto.

B.- Amplificadores distribuidos en cascada

Es factible y en ciertos casos ventajoso, utilizar varios amplificadores distribuidos en cascada.

Para esto es necesario conectar la línea de grilla del siguiente amplificador como carga del anterior y así sucesivamente -

dos redes; éstas deben ser exactamente las mismas. Fallas en el cumplimiento de estas condiciones daría como resultado distorsión de frecuencia y de fase. (Retardo)

Por lo expuesto, cabe indicar que los parámetros antes citados deben variar proporcionalmente con la frecuencia.

Por ello es necesario diseñar líneas sin distorsión o con muy poca distorsión. Las condiciones necesarias para cumplir con este requisito están puntualizadas en "Ingeniería de Telecomunicaciones" de W.L. Everitt en el Cap. IV y en el que se llega a las siguientes conclusiones:

$$Z_0 = R = \sqrt{L/C} \quad \text{II-11}$$

y

$$\sigma_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{II-12}$$

Referencia No. 1

Que son las ecuaciones Nos. II-1, II-2 y II-3 de este capítulo.

Consideremos el circuito básico de la figura No. 8. Las redes de grilla y placa se asemejan a las líneas de transmisión con parámetros distribuidos, como existen en una línea de transmisión real, pero en vista de que ésta tiene una longitud finita, viene a ser una línea artificial de parámetros concentrados.

Las propiedades de estas líneas son conocidas y las utilizaré para hacer el estudio.

La línea artificial formada por secciones prototipos de filtros de paso de baja, posee una frecuencia de corte dada por :

$$f_c = \frac{1}{4\sqrt{LC}}$$

II-13

Referencia No. 1

Esta es para las redes prototipos mostradas en las siguientes figuras: *Fig 9 y Fig 10*

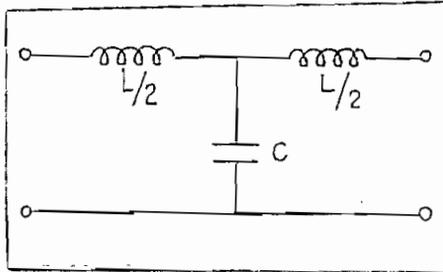


FIG. No 9

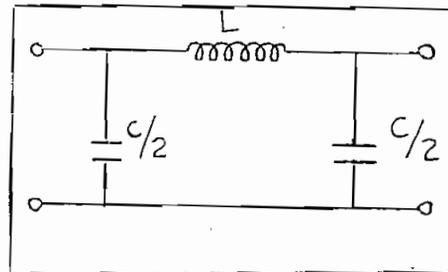


FIG. N° 10

Las redes anteriores pueden transmitir frecuencias bajo la - de corte, pero los parámetros varían significativamente conforme ésta se aproxima al corte.

Las ecuaciones:

$$R_{01} = \sqrt{L_1/C_1} \quad \text{II-14}$$

$$R_{02} = \sqrt{L_2/C_2} \quad \text{II-15}$$

$$v_{p0} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad \text{II-16}$$

Son apropiadas para una línea ideal, si L y C representan los valores por unidad de longitud y pueden ser usadas con la suficiente aproximación para el diseño de líneas artificiales.

La expresión general para las impedancias Z_{IH} , Z_{IT} y retardo T ; ($T = \frac{l}{v_{p0}}$) por sección a cualquier frecuencia bajo el corte son:

$$Z_{IH} = \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{1}{\sqrt{1 - (f/f_c)^2}} \quad \text{II-17}$$

$$Z_{IT} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - (f/f_c)^2} \quad \text{II-18}$$

$$T = \frac{l}{v_{p0}} = \frac{\sqrt{LC}}{\sqrt{1 - (f/f_c)^2}} \quad \text{II-19}$$

Referencia No. 2

Gráficos de T y Z están dados en las siguientes figuras:

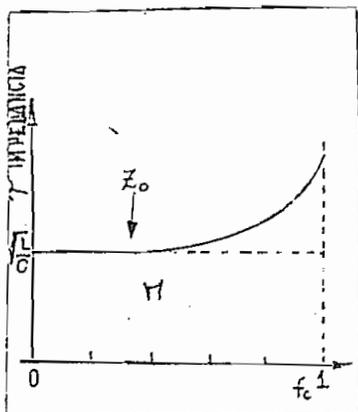


FIG. N° 11

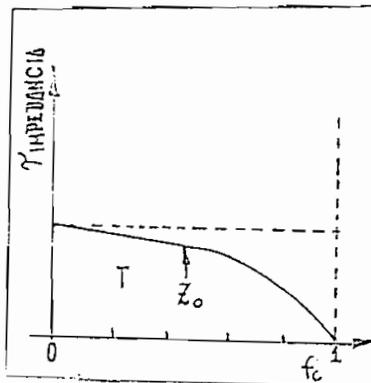


FIG. N° 12

De éstas se pueden deducir que existen dos problemas que no son considerados en el caso de la línea ideal:

a) Es indispensable que la línea de placa esté correctamente terminada, para que no existan reflexiones.

Si no se cumple con esto, la onda reflejada puede adicionarse o sustraerse de la onda viajera principal, lo que produciría variaciones de ganancia con la frecuencia.

b) La impedancia de terminación también debe variar, como se indica en las figuras Nos. 11 y 12 para que el acoplamiento sea perfecto.

El problema antes descrito puede ser resuelto satisfactoriamente para propósitos prácticos.

Considerando el problema de terminación lo siguiente puede ser estudiado.

Una solución obvia para el problema de acoplamiento de impedancias en la terminación, sería una red que presente una impedancia constante e igual a la carga, viéndola desde ese lado y una impedancia variable igual a la de sección de filtro, cuando se mira desde ^{el} otro lado.

La impedancia de terminación con una aproximación dada en las figuras Nos. 11 y 12 puede ser resuelto utilizando una hemisección derivada m.

Para esto estudiamos las redes generales dadas en las siguientes figuras: (Fig Nos 13 y 14)

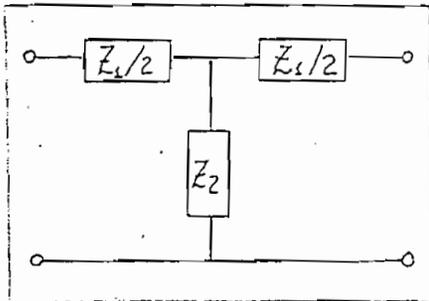


FIG. No 13

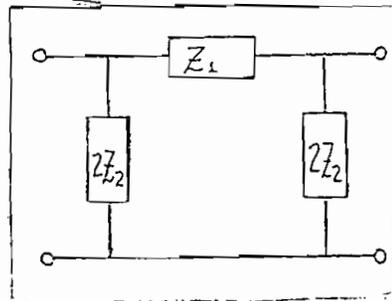


FIG. No 14

Escogiendo correctamente los elementos Z_1 y Z_2 , se consiguen no solamente estructuras pasa-bajos, sino también pasa-altos y -filtros de eliminación de banda.

Los tipos básicos son los que se denominan de constante K en los que, independientemente de la frecuencia se mantienen las siguientes relaciones:

$$K^2 = Z_1 Z_2 \quad \text{II-20}$$

$$Z_{IT} = \sqrt{Z_1 Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}} \quad \text{II-21}$$

$$Z_{IH} = \frac{Z_1 Z_2}{\sqrt{Z_1 Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}}} \quad \text{II-22}$$

Referencias Nos. 1 y 3

La sección derivada m , puede ser analizada de la siguiente manera: si una sección de red es montada como se muestra en la

Fig. No. 15

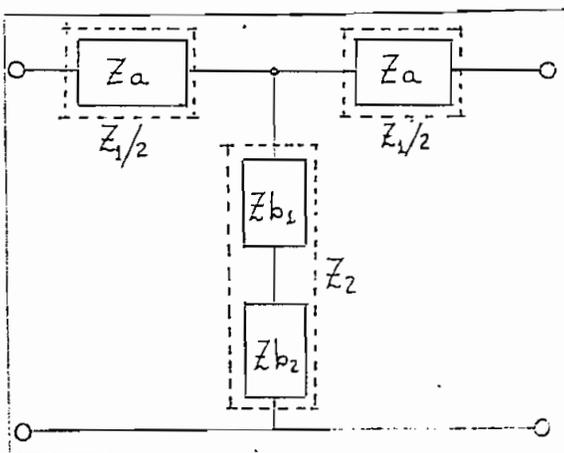


FIG. N° 15

tendremos que $Z_1/2$ y Z_2 , son las impedancias de la red prototipo K en forma de T .

Tendremos que para esta sección derivada m , las siguientes relaciones pueden deducirse:

$$Z_a = \frac{m Z_1}{2} \quad \text{II-23}$$

$$Z_2 = Z_{b_1} + Z_{b_2} = \frac{1-m^2}{4m} Z_1 + \frac{Z_2}{m} \quad \text{II-24}$$

Referencias: 1

El coeficiente m , puede ser cualquier constante real, no necesariamente entera.

Partiendo entonces de una sección de constante K y de paso de baja como se muestra en la figura No. 16

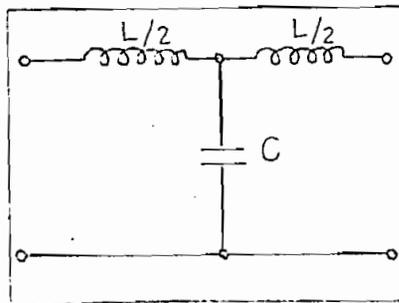


FIG. N° 16

podremos obtener su correspondiente derivada m , como se muestra en la figura No. 17

En la que:

$$L_a = m \frac{L}{2} \quad \text{II-25}$$

$$L_b = \frac{1-m^2}{4m} L \quad \gamma \quad \text{II-26}$$

$$C_b = mC$$

II-27

Referencia: 4

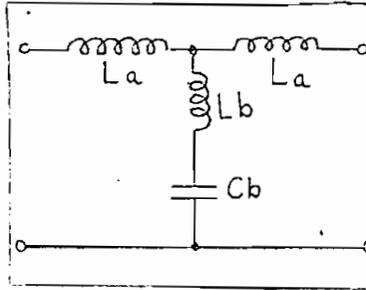


FIG. N° 17

Estas secciones tienen las mismas impedancias imágenes como las del prototipo K, de aquí, que si varias de ellas están conectadas a una sección de constante K, sus impedancias quedan acopladas. (Siempre que las dos sean diseñadas para la misma impedancia característica). Por ello utilizaremos secciones de constante K para la red o línea artificial y derivadas m, como secciones terminales, pues esto trae ventajas en lo concerniente a la adaptación de impedancia de terminación.

Supongamos que a la sección derivada m- tipo T, la partimos en dos hemisecciones como se muestra en las siguientes figuras:

(Fig Nos 18 y 19)

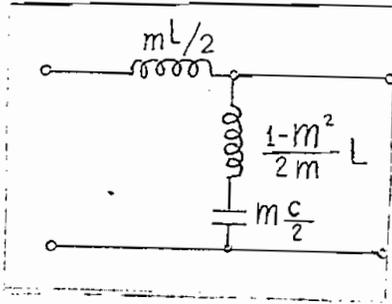


FIG. N° 18

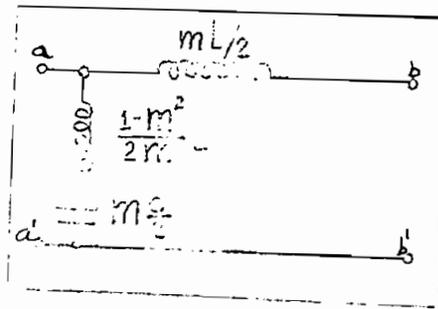


FIG. N° 19

Utilizaremos la Fig. 19 y examinemos la impedancia imagen mirando dentro de los terminales a- a'. La impedancia característica a los terminales a-a' es por sustitución de Z_a y Z_2 dentro de la ecuación II-22 que da Z_{IH} tendremos:

$$Z_{IH} = \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{1 - (1 - m^2) (f/f_c)^2}{\sqrt{1 - (f/f_c)^2}} \quad \text{II-28}$$

Referencia No. 5

Para diferentes valores de m, Z_{IH} varía con la frecuencia como en la fig No. 20

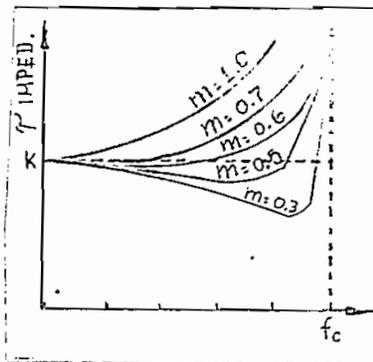


FIG. N° 20

001564

Se nota que para los diferentes valores de m , la impedancia imagen de la sección principal de constante K se mantiene inalterable, especialmente con $m=0.6$.

Con este valor de m , se puede notar que para frecuencias menores y hasta relativamente cercanas a f_c , la impedancia $Z_{I\pi}$ tiene un valor

$$Z_{I\pi} = \sqrt{L/c} \quad \text{II-29}$$

Siendo por lo tanto real, o resistiva pura.

La técnica de terminación, resultará conectando una resistencia

de valor $R = \sqrt{L/c} \quad \text{II-30}$

a los terminales a-a', lo que produce una impedancia en b-b', igual a la impedancia característica de la línea artificial, dentro de los límites de aproximación de la curva con $m=0.6$;

La figura No. 21 muestra como quedaría resuelto el problema de terminación de la red de placa.

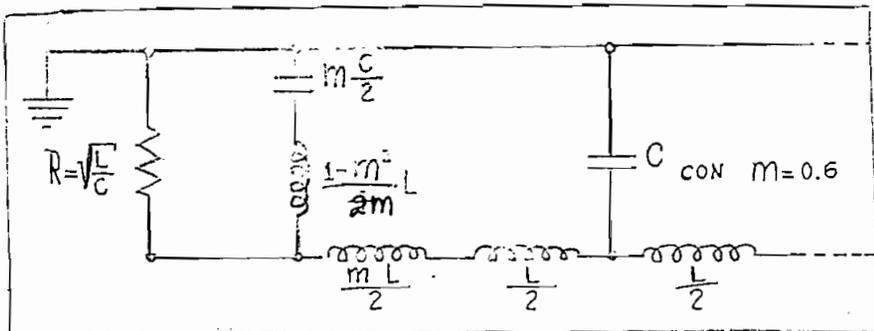


Fig. No 21

El siguiente problema de variación del tiempo de retraso con la

frecuencia, en las redes de placa y grilla, es también resuelto con estructuras derivadas m .

Explorando el tiempo de retraso por sección para varios valores de m , es posible obtener curvas como de la fig. No. 22

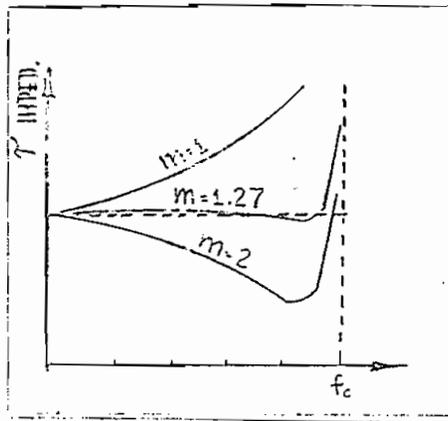


FIG. N° 22

Nótese que cuando m , es 1,27 existe una característica favorable, en la que el tiempo de retraso permanece aproximadamente constante. Este es el valor ideal para el diseño de líneas artificiales. Es necesario hacer notar que si tomamos cualquier valor de m , éste no tiene influencia sobre el valor de impedancia imagen ZIT. Por ello usaré como secciones intermedias las derivadas m , tipo T y con $m=1,27$.

Existe un problema si tomamos m mayor que la unidad, una inductancia negativa, será necesaria en el brazo paralelo.

Esto puede ser solucionado proveyendo inductancia mutua de valor apropiado entre los dos elementos en serie.

En la fig. No. 23 se muestra lo antes indicado.

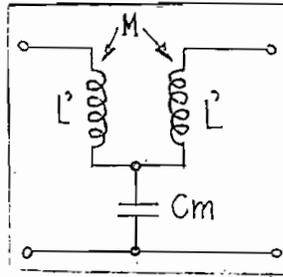


FIG. N° 23

Referencia No. 6

Y en la que los valores de

$$L' = \frac{1+m^2}{4m} L$$

II-31

$$M = \frac{m^2-1}{4m} L$$

II-32

Referencia No. 6

El diagrama puede ser presentado en la siguiente forma:

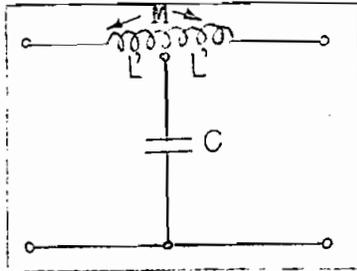


FIG. N° 24

Como cada sección intermedia del amplificador será como se muestra en la fig. No. 24, donde C, es la capacidad de entrada o salida de cada tubo, la forma general de la red de placa será como se muestra a continuación:

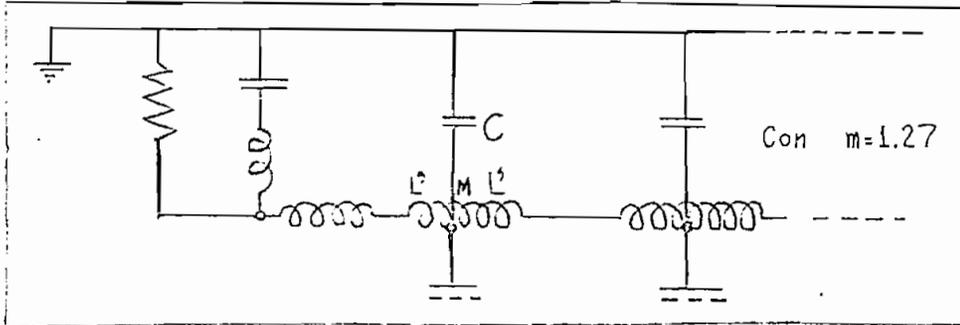


Fig. N° 25

D.- Efecto de la conductancia de entrada de los tubos.-

En casos en que la frecuencia de operación sea muy elevada, el análisis puede ser modificado. Esto en vista de que se introduciría un parámetro en paralelo con el condensador de la línea de rejá. Este parámetro es debido a la conductancia de entrada de los tubos, que se presentan por el tiempo de tránsito de los electrones, etc. Siendo un parámetro que hace que la línea artificial tenga pérdidas o sea atenuación, muchas de las aproximaciones utilizadas no pueden ser usadas, y el análisis deben realizarse tomando en cuenta esta anotación.

Estos efectos suceden sobre los 150 Megaciclos aproximadamente, por ello no será tratado en el presente capítulo; sin embargo un estudio de estos efectos serán vistos en la parte de "Consideraciones especiales".

E.- Formulario de diseño para el amplificador distribuido.-

Relaciones fundamentales para terminaciones y velocidad de propagación:

$$R_{01} = \sqrt{4l_1'} \quad \text{II-33}$$

$$R_{02} = \sqrt{4l_2'} \quad \text{II-34}$$

$$v_{po} = \frac{1}{\sqrt{4l_1'}} = \frac{1}{\sqrt{4l_2'}} \quad \text{II-35}$$

Relaciones de ganancia y voltaje de salida:

$$I_p = g_m \cdot V_1 \quad \text{II-36}$$

$$I_{CARGA} = \frac{n g_m V_1}{2} \quad \text{II-37}$$

$$V_2 = \frac{n g_m V_1 \cdot R_{02}}{2} \quad \text{II-38}$$

$$A = \frac{V_2}{V_1} = \frac{n g_m R_{02}}{2} \quad \text{II-39}$$

a) Relaciones para el diseño de las redes de placa y grilla

a partir de los de constante K:

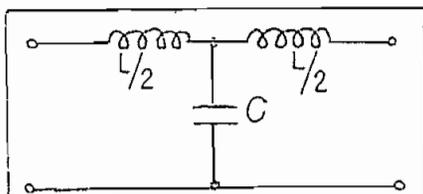


FIG. N° 26

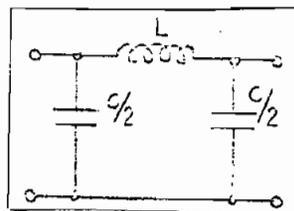


FIG. N° 27

Para estas redes:

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}} \quad \text{II-40}$$

$$Z_{IH} = \sqrt{4l_1'} \frac{1}{\sqrt{1 - (f/f_c)^2}} \quad \text{II-41}$$

$$Z_{IT} = \sqrt{4l_2'} \sqrt{1 - (f/f_c)^2} \quad \text{II-42}$$

$$T = \frac{\sqrt{LC}}{\sqrt{1 - (f/f_c)^2}} \quad \text{II-43}$$

Relaciones para determinar los correspondientes derivados m. De acuerdo a los gráficos Nos. 28 y 29

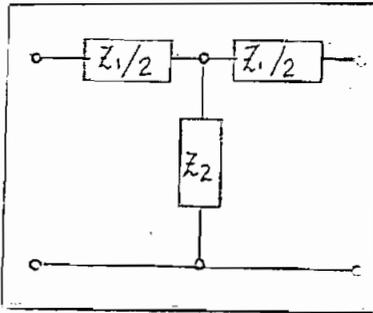


FIG. N° 28

$$K^2 = Z_1 Z_2$$

$$Z_{IT} = \sqrt{Z_1 Z_2}$$

$$Z_{I\eta} = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{\sqrt{Z_1 \cdot Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}}}$$

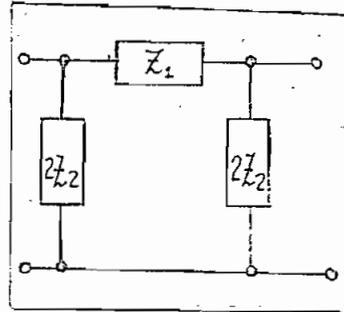


FIG. N° 29

II-44

II-45

II-46

llegamos a los derivados m, fig. No. 30

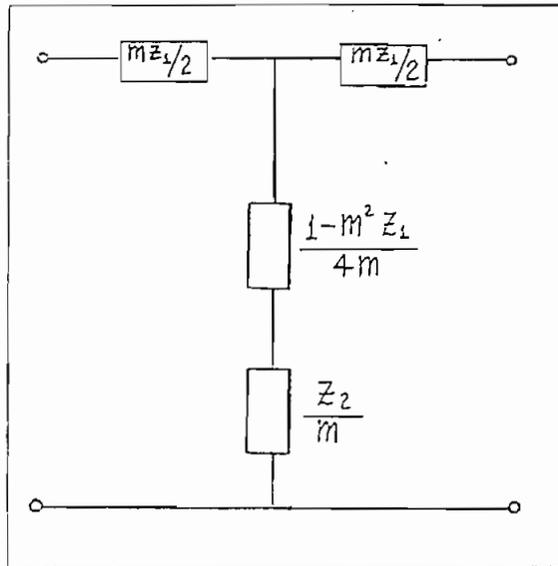


FIG. N° 30

con la sustitución de

$$\tilde{Z}_1 \triangleq m \tilde{Z}_1$$

II-47

$$\tilde{Z}_2 \triangleq \frac{\tilde{Z}_2}{m} + \frac{1-m^2}{4m} \tilde{Z}_1$$

II-48

su correspondiente sección pasa-bajos, la de la fig. No. 31

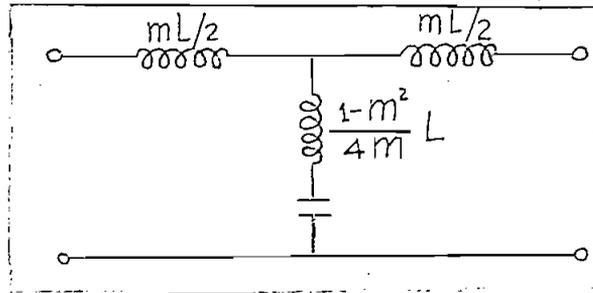


Fig. No 31

Las secciones terminales, figuras Nos. 32 y 33

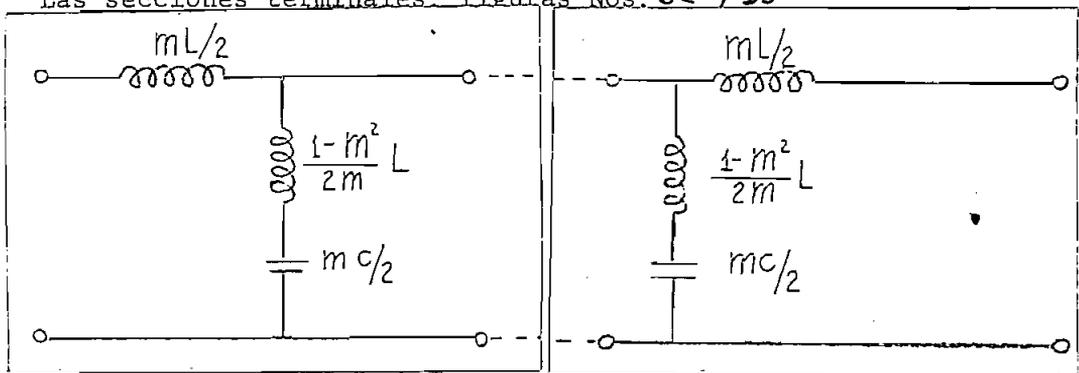


Fig. No 32

Fig. No 33

y su impedancia:

$$\tilde{Z}_{I\pi} = \sqrt{L/c} \frac{1 - (1-m^2)(f/f_c)^2}{\sqrt{1 - (f/f_c)^2}}$$

II-49

b) Para las secciones intermedias; (Fig No 34)

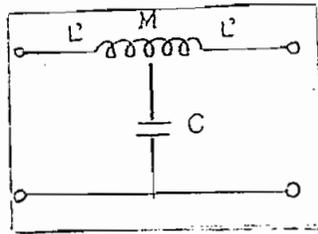


FIG. N° 34

$$L' = \frac{1+m^2}{4m} L$$

II-50

$$M = \frac{m^2 - 1}{4m} L$$

II-51

Para las hemisecciones terminales utilizaremos $m = 0.6$ y para las secciones intermedias $m = 1.27$.

F.- Diseño del amplificador distribuido de banda ancha.-

El diseño se concreta al cálculo de las redes de placa y reja del amplificador distribuido.

De acuerdo a las características técnicas dadas, la frecuencia superior al que debe responder el amplificador es de 100 Mc/s. Para tener un margen de seguridad, tomaré una frecuencia de corte superior, de 150 Mc/s.

A partir de las relaciones básicas con las que deben cumplir las redes de placa y reja, y que son:

$$R = \sqrt{L/C}$$

$$V_{po} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$$

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L C}}$$

podemos pasar a calcular los valores de L y C.

Para esto calculamos el valor de

$$\sqrt{LC} = \frac{1}{\omega f_c}$$

Tomando la sección prototipo T de constante K y utilizando las capacidades de entrada del tubo 6AK5 y una resistencia $R_{01}=R_{02} = 200$ ohmios, podremos calcular el valor de L de la sección. Para esto, calculemos primero el valor de la capacidad de entrada y luego el de salida del tubo.

Para la válvula escogida tenemos que :

$C_{gp} = 0.02$ Pf.
 $C_{gk} = 4.00$ Pf.
 $C_{pk} = 2.80$ Pf.
 $G_m = 5.000$ mhos.

valores con los que podemos calcular las capacidades antes indicadas, haciendo uso de las siguientes ecuaciones:

$$C_{ent.} = C_{gk} + C_{gp}(1 + g_m R) = C_2$$
$$C_{sal.} = C_{ent.} + C_{pk} = C_1$$

Referencia No. 8

Tendremos entonces

$$C_{ent.} = 4 + 0.02(1 + 5000 \times 10^{-6} \times 200) = 4.04 \text{ pf}$$

y también

$$C_{sal.} = 4.04 + 2.8 = 6.84 \text{ pf}$$

Utilizando estos valores calculemos el valor de L para la red de placa y de reja.

Para la red de placa tenemos:

$$L_1 = \frac{1}{\pi^2 f_c^2 C_1}$$

$$L_1 = \frac{1}{\pi^2 \times (150)^2 \times 10^{12} \times 6.84 \times 10^{-12}} = 0.688 \mu H$$

y para la red de reja será:

$$L_2 = \frac{1}{\pi^2 f_c^2 C_2}$$

$$= \frac{1}{\pi^2 \times (150)^2 \times 10^{12} \times 4.04 \times 10^{-12}} = 1.11 \mu H$$

con lo que hemos obtenido las secciones prototipos de constante K de la red de placa y de reja y que se muestran en los gráficos siguientes:

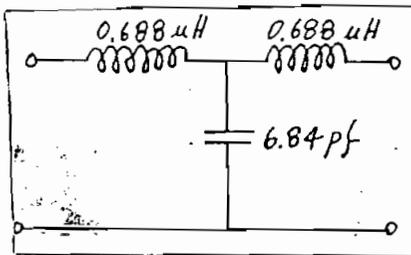


Fig 35

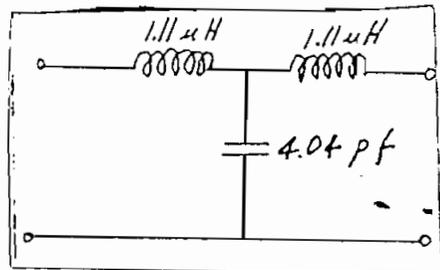


Fig 36

Pasamos entonces a obtener la red derivada m definitiva utilizando las ecuaciones Nos. II-50; II-51 y Fig 34 dadas en el formulario de diseño y utilizando un valor de m= 1.27.

$$L' = \frac{1+m^2}{4m} L = 0.655 L$$

$$C' = m C = 1.27 C$$

$$M_1 = \frac{m^2-1}{4mL} = \frac{0.123}{L}$$

Para la red de placa será :

$$L_1' = 0.655 \times 0.688 = 0.45 \mu H$$

$$C_1' = 1.27 \times 6.84 = 8.7 \text{ pf}$$

$$M_1' = \frac{0.123}{0.688} = 0.179 \mu H$$

y para la de reja tendremos:

$$L_2' = 0.655 \times 1.11 = 0.72 \mu H$$

$$C_2' = 1.27 \times 4.04 = 5.12 \text{ pf}$$

$$M_2' = \frac{0.127}{1.11} = 0.1142 \mu H$$

con lo que los valores definitivos son:

$$L_1' = 0.45 \mu H$$

$$L_2' = 0.72 \mu H$$

$$C_1' = 8.7 \text{ pf}$$

$$C_2' = 5.12 \text{ pf}$$

$$M_1' = 0.179 \mu H$$

$$M_2' = 0.1142 \mu H$$

y se muestran en los siguientes gráficos:

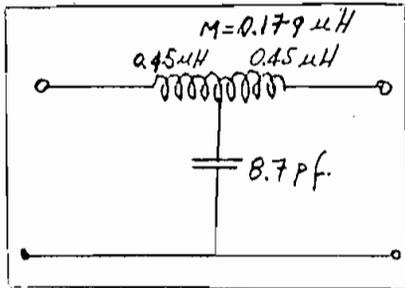


Fig 37

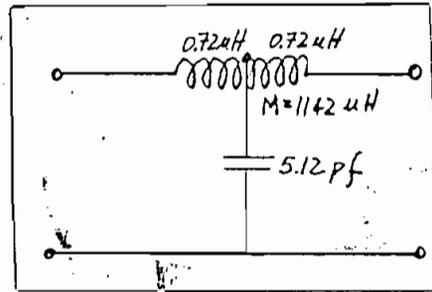


Fig 38

Pasemos ahora a calcular las hemi-secciones terminales a partir de los valores de L y C obtenidas antes para las secciones de constante K y haciendo uso de las ecuaciones Nos. II-25; II-26; II-27 y con un valor de $m = 0.6$.

Para la red de placa tendremos:

$$L_{1P_1} = \frac{m L_1}{2} = \frac{0.6 \times 0.688}{2} = 2.06 \mu H$$

$$L_{1P_2} = \frac{1-m^2}{2m} L = \frac{1-(0.6)^2}{2 \times 0.6} = 0.362 \mu H$$

$$C_{P_1} = \frac{m C}{2} = \frac{0.6 \times 6.84}{2} = 2.055 \text{ pf}$$

y para la de rejá:

$$L_{2g_1} = \frac{m L_2}{2} = \frac{0.6 \times 1.1}{2} = 0.333 \mu H$$

$$L_{2g_2} = \frac{1-m^2}{2m} L_2 = \frac{1-(0.6)^2}{2 \times 0.6} \times 1.1 = 0.594 \mu H$$

$$C_{g_2} = \frac{m C_2}{2} = \frac{0.6 \times 4.04}{2} = 1.2105 \text{ pf}$$

Por lo tanto los valores calculados de las dos redes son:

$$L_2' = 0.72 \mu H$$

$$L_1' = 0.45 \mu H$$

$$C_2' = 5.12 \text{ pf}$$

$$C_1' = 8.7 \text{ pf}$$

$$M_2' = 0.1142 \mu H$$

$$M_1' = 0.179 \mu H$$

$$L_{2g_1} = 0.333 \mu H$$

$$L_{1p} = 2.06 \mu H$$

$$L_{2g_2} = 0.595 \mu H$$

$$L_{1R_2} = 0.362 \mu H$$

$$C_{g_2} = 1.2105 \text{ pf}$$

$$C_{R_1} = 2.055 \text{ pf}$$

En vista de que en los valores de capacidad antes obtenidos están incluidas las capacidades de entrada y salida de los tubos, los verdaderos valores de los elementos capacitivos son:

$$C_{2 \text{ RED. } R} = C_2' - C_2 = 5.12 - 4.04 = 1.08 \text{ pf}$$

$$C_{1 \text{ RED. } P} = C_1' - C_1 = 8.7 - 6.84 = 1.86 \text{ pf}$$

Por lo tanto, la configuración general del amplificador está dada en la siguiente figura:

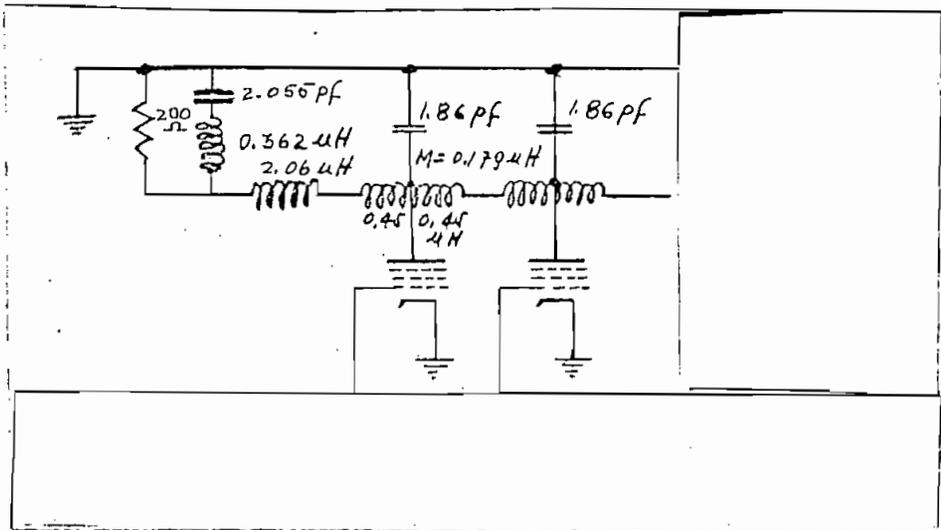


Fig. No 39

Calculemos ahora la ganancia por sección del amplificador, con el fin de dejar libertad de escoger el número de las mismas, de acuerdo a los requerimientos de excitación del amplificador de potencia.

$$A = \frac{V_1}{V_2} = \frac{gmR}{2} = \frac{5000 \times 10^{-6} \times 200}{2} = 1/2$$

$$A_T = n \times 1/2 = n/2 \quad n = \text{número de tubos}$$

En la figura No. 40 se da el esquema general del amplificador con 13 tubos.

Para la polarización de las pantallas consideramos las dos siguientes relaciones:

Resistencia de pantalla

$$R_g = \frac{E_{cc2} - E_{c2}}{I_{pant.}}$$

Constante de tiempo $R_g C_g$.

$$T = \frac{1}{f_{min.}} < R_g C_g$$

Siendo :

E_{cc2} = Voltaje alimentación

E_{c2} = Voltaje de polarización de pantalla

C_g = Capacidad de desacoplo

$$R_g = \frac{120 - 100}{2.5 \text{ ma}} = 8 \text{ k}\Omega \approx 10 \text{ k}\Omega$$

$$C_g > \frac{1}{f_{min.} \times R_g} = \frac{1}{50 \times 10^3 \times 10^4} = 2 \text{ pf} ; C_g = 10 \text{ pf.}$$

Con lo cual queda terminado el diseño del amplificador distribuido.

C A P I T U L O I I I

EL AMPLIFICADOR DE POTENCIA O DE SALIDA

Con el fin de obtener la máxima linealidad es menester escoger el tipo de amplificador de potencia adecuado, entre los dos tipos de amplificadores de radio frecuencia que se utilizan, esto es los en clase C o en clase B.

Dada la pequeña potencia disponible de excitación y pensando que la distorsión tiene que ser baja, he creído del caso escoger el amplificador clase B.

Es necesario por lo tanto analizar este amplificador, haciendo uso de la teoría generalizada que existe para amplificadores clase B y C.

He preferido utilizar únicamente el método analítico aproximado, pues, esto nos permite determinar las condiciones óptimas de funcionamiento y es un método más flexible en cuanto se refiere a trabajo de diseño en condiciones críticas, pues permite variaciones de los parámetros dando inmediatamente un resultado que se acerca a lo deseado.

A.- El amplificador de potencia con carga sintonizada.-

Para comenzar el análisis teórico de los amplificadores de radio frecuencia debo indicar que éste se fundamenta en una expresión aproximada de la corriente anódica en función de las corrientes

de rejá y placa y utilizando éstas se analiza matemáticamente el comportamiento del amplificador.

Referencia No. BIBLIOGRAFIA; LIBROS 1, 6 y 8

La característica de una válvula a la derecha del punto de corte o sea en condiciones de conducción, es una recta con pendiente - gm. Esta se puede expresar matemáticamente del siguiente modo:

$$i_p = g_m \left(e_g + \frac{e_p}{\mu} \right) \quad \text{PARA } e_g + \frac{e_p}{\mu} > 0 \quad \text{III-1}$$

$$i_p = 0 \quad \text{PARA } e_g + \frac{e_p}{\mu} < 0 \quad \text{III-2}$$

La figura a continuación muestra esta característica para una válvula cualquiera.

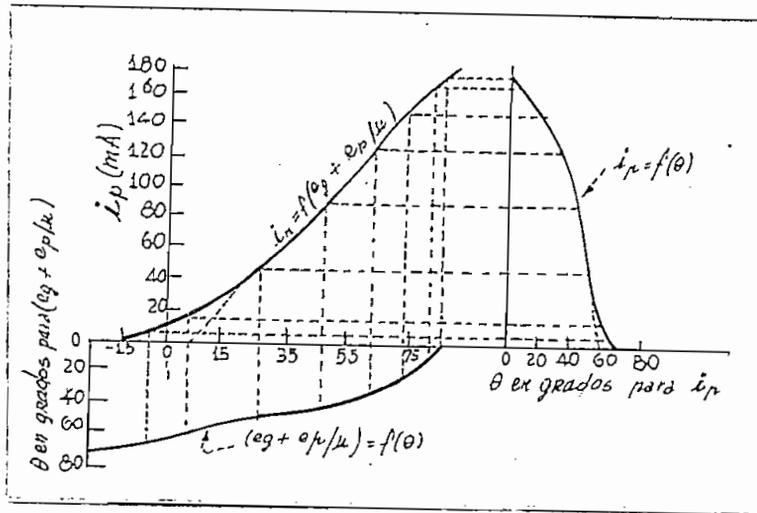


Fig 41

La tensión compuesta $(E_g + E_p/\mu)$ comprende una componente alterna y otra continua.

Para poder analizar emplearemos la siguiente notación:

E' = Amplitud de la componente alterna de la tensión compuesta.

E_a = Componente continua de la tensión compuesta, con signo cambiado.

Supongamos que la tensión compuesta es simétrica con respecto al eje cero, por lo cual bastará con determinar los coeficientes de los términos en coseno, esto es:

$$i_p = g_m (E' \cos \theta - E_a) \quad \text{III-3}$$

Se supone que el circuito tanque tiene una impedancia resistiva para la corriente fundamental y despreciable para las demás, tanto continuas como alternas.

La amplitud de la componente alterna de la tensión anódica será

$I_1 R_L$ por lo que

$$E' = E_g - \frac{I_1 R_L}{\mu} \quad \text{III-4}$$

$$E_a = E_c - \frac{E_b}{\mu} \quad \text{III-5}$$

$$\text{y } \theta = \arccos \frac{E_a}{E'} \quad \text{III-6}$$

E_a será el valor con que la polarización de rejilla excede al valor de corte.

Puede evaluarse I_1 , calculando el coeficiente de Fourier del término fundamental de la corriente anódica, esto es:

$$I_1 = \frac{2g_m}{\pi} \int_0^\pi \cos \theta (E' \cos \theta - E_a) d\theta \quad \text{III-7}$$

Integrando y sustituyendo el valor de E_a' , obtenemos:

$$I_1 = \frac{E' g m}{\pi} \left(\theta - \frac{\text{sen } 2\theta_1}{2} \right) \quad \text{III-8}$$

Sustituyendo el valor de E' y despejando I_1 , conseguimos

$$I_1 = \frac{\mu E g}{RL + \frac{\pi}{\theta_1 - \frac{\text{sen } 2\theta_1}{2}} R_p} \quad \text{III-9}$$

que se la puede escribir

$$I_1 = \frac{\mu E g}{RL - \beta R_p} \quad \text{III-10}$$

de donde

$$\beta = \frac{\pi}{\theta_1 - \text{sen } \theta_1 \cos \theta_1} \quad \text{III-11}$$

Estudiando la ecuación de I (ecuación No. III-10) notamos que existe el término βR_p que viene a ser la resistencia interna - efectiva del amplificador, o sea, será la resistencia interna cuando el tubo funciona linealmente, es decir ^{en} el intervalo dado θ_1 . (Angulo de conducción de corriente en placa)

Se puede obtener la componente continua de la corriente de ánodo de la siguiente manera:

$$I_b = \frac{g m}{\pi} \int_0^{\theta_1} (E' \cos \theta - E_a) d\theta \quad \text{III-12}$$

la que integrando y sustituyendo el valor de E_a da:

$$I_b = \frac{E' g m}{\pi} (\text{sen } \theta_1 - \theta_1 \cos \theta_1) \quad \text{III-13}$$

Con esto podemos determinar la relación de I_1/I_b y esta es:

$$\frac{I_1}{I_b} = \frac{\theta_1 - \text{sen } \theta_1 \cos \theta_1}{\text{sen } \theta_1 - \theta_1 \cos \theta_1} \quad \text{III-14}$$

Utilizando esta última relación con los valores dados por la ecuación de B (ecuación No. III-10) se pueden obtener las siguientes curvas:

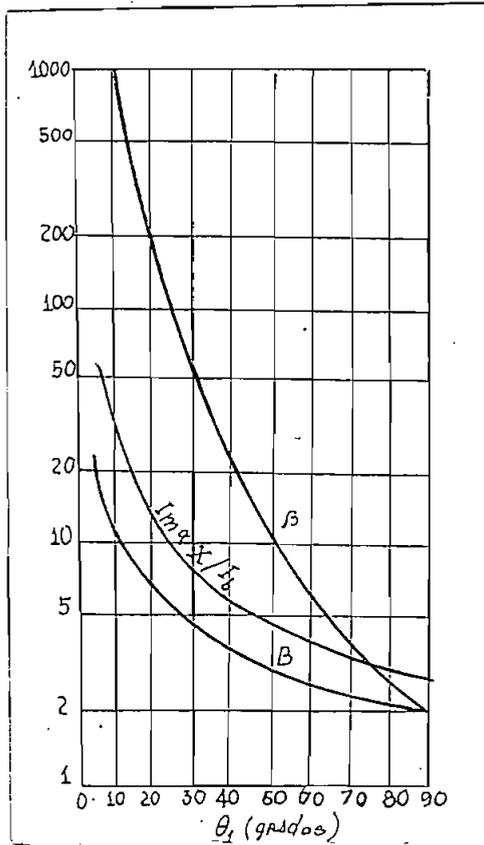


Fig 42

De la ecuación que nos da el valor de I_1 (ecuación No. III-9) puede deducirse la siguiente conclusión:

"Si la relación de ángulos de I_1 y E_b en el funcionamiento se mantiene constante, la componente fundamental de la corriente anódica y por consiguiente la corriente radiofrecuente del circuito -

tanque, serán directamente proporcionales a la tensión alterna de reja, o sea que el amplificador será lineal".

Si la polarización se mantiene constante el único valor de ella, capaz de mantener inalterable el argumento, es el valor de corte.

Con este valor de polarización $E_a=0$ y $\theta = 90^\circ$ con cualquier valor de E_g , se puede calcular el rendimiento, para esto

$$P_{sal.} = \frac{I_1^2 R_L}{2} \quad \text{III-15}$$

$$P_{ent.} = E_b \cdot I_b \quad \text{III-16}$$

por lo tanto

$$\eta_p = \frac{P_{sal.}}{P_{ent.}} = \frac{I_1^2 R_L / 2}{E_b \cdot I_b} = \frac{I_1 R_L}{2 E_b} \cdot \frac{I_1}{I_b} \quad \text{III-17}$$

reemplazando valores:

$$\eta_p \% = \frac{\mu E_g R_L}{E_b (R_L + \beta R_p)} \cdot \frac{\theta_1 - \sec \theta_1 \cos \theta_1}{2 (\sec \theta_1 - \theta_1 \cos \theta_1)} \cdot 100 \% \quad \text{III-18}$$

Según esta relación "el rendimiento es directamente proporcional a E_g " cuando se trabaja en clase B.

Naturalmente la relación determinada anteriormente no puede tener validez para los valores indefinidamente crecientes de E_g , esto se debe a que si se aumenta la excitación de reja, ésta se va haciendo más y más positiva, mientras que la tensión alterna desarrollada en el circuito tanque, hace que la tensión anódica vaya disminuyendo de valor. Si la tensión de reja excede en un instante a la tensión mínima de placa, la emisión secundaria de ánodo será absorbida por la reja, lo que trae como consecuen-

cia un achatamiento de las curvas de corriente del tanque y continua de placa, con la consiguiente disminución de rendimiento y con el aumento de las pérdidas de excitación de reja.

Resulta interesante determinar el rendimiento en el punto de saturación.

Sea:

e_{gm} = Valor máximo de la tensión de reja

e_{pm} = Valor mínimo de la tensión de placa

Entonces
$$e_{pm} = E_b - I, RL \quad \text{III-19}$$

$$e_{gm} = E_g - E_c \quad \text{III-20}$$

cuando se cumple la condición que:

$$e_{pm} = e_{gm} \quad \text{III-21}$$

tendremos:

$$E_g - E_c = E_b - I, RL \quad \text{III-22}$$

sustituyendo el valor de I

$$E_g - E_c = E_b - \frac{\mu E_g RL}{RL + \beta R_p} \quad \text{III-23}$$

de donde

$$E_g \left[1 + \frac{\mu RL}{RL + \beta R_p} \right] = E_b + E_c \quad \text{III-24}$$

Utilizando las ecuaciones N^{os}. III-4, 5, 6 y que se citan a continuación:

$$E' = E_g - \frac{I, RL}{\mu} \quad \text{III-25}$$

$$E_a = E_c - \frac{E_b}{\mu} \quad \text{III-26}$$

$$\theta = \arccos \frac{E_a}{E'} \quad \text{III-27}$$

tendremos

$$E_c - \frac{E_b}{\mu} = E_g \cos \theta_1 - \frac{I_1 R_L}{\mu} \cos \theta_1 \quad \text{III-28}$$

y despejando el valor de E_c y sustituyendo en la ecuación No. III-24

podemos obtener el valor de E_g :

$$E_g = \frac{(\mu+1)(R_L + \beta R_p)}{\mu[(\mu+1)R_L + \beta(1-\cos \theta_1)R_p]} \times E_b \quad \text{III-29}$$

Hagamos

$$B = \beta(1 - \cos \theta_1) \quad \text{III-30}$$

por lo que la ecuación No. III-29 queda

$$E_g = \frac{(\mu+1)(R_L + \beta R_p)}{\mu[(\mu+1)R_L + \beta R_p]} \times E_b \quad \text{III-31}$$

El valor de saturación de I_1 puede determinarse sustituyendo el

valor de E_g anteriormente obtenido en la ecuación No. III-10 y

que se cita a continuación

$$I_1 = \frac{\mu E_g}{R_L + \beta R_p} \quad \text{III-32}$$

dándonos

$$I_{sat.} = \frac{(\mu+1) E_b}{(\mu+1)R_L + \beta R_p} \quad \text{III-33}$$

llamando

$$\alpha = \frac{(\mu+1)R_L}{R_p} \quad \text{III-34}$$

queda

$$I_{sat.} = \frac{E_b}{R_L} \cdot \frac{\alpha}{\alpha + \beta} \quad \text{III-35}$$

Sustituyendo este valor en la expresión general de potencia de salida y que es

da y que es

$$P_{sal.} = \frac{I_1^2 R_L}{2} \quad \text{III-36}$$

tendremos una nueva expresión para ésta y es

$$P_{sal.} = \frac{E_b^2}{2R_L} \times \frac{\alpha^2}{(\alpha + \beta)^2} = \frac{(\mu+1) E_b^2}{2R_p} \left[\frac{\alpha}{(\alpha + \beta)^2} \right] \quad \text{III-37}$$

Variando α en la ecuación anterior se obtiene la máxima potencia cuando

$$\alpha = B \quad \text{y} \quad R_L = \frac{B R_p}{\mu + 1} \quad \text{III-38}$$

Esta expresión de R_L caracteriza el valor de la impedancia de carga cuando se mantiene el intervalo durante el cual circula la corriente de ánodo, o sea, cuando la polarización de reja y la tensión alterna de reja se ajustan siempre al punto para el que la máxima tensión de reja es igual a la mínima tensión de placa, o sea, a una fracción determinada de esta última.

Si este valor de impedancia se coloca como circuito tanque, las pérdidas serán generalmente superiores a las que puede tolerar la válvula, en consecuencia este valor de impedancia de placa no es adecuado.

El rendimiento de placa es

$$\eta_{p\%} = \frac{I_1 R_L}{2 E_b I_b} \times 100\% = \frac{I_1 R_L}{2 E_b} \times \frac{I_1}{I_b} \times 100\% \quad \text{III-39}$$

y reemplazando el valor de I_1 para este caso, tendremos

$$\eta_{p\%} = \frac{\alpha}{\alpha + B} \left(50 \times \frac{I_1}{I_b} \right) \quad \text{III-40}$$

la parte dentro del paréntesis es función de θ_1 , solamente y representa el máximo rendimiento que puede obtenerse para un valor dado θ_1 . A este rendimiento se lo denomina asintótico y lo designaremos con la letra A, siendo

$$A = 50 \frac{I_1}{I_b} = \frac{50 (\theta_1 - \text{sen } \theta_1, \text{cos } \theta_1)}{\text{sen } \theta_1, -\theta_1, \text{cos } \theta_1} \quad \text{III-41}$$

La ecuación del rendimiento asintótico se reduce entonces a la siguiente expresión:

$$\eta_p \% = \frac{\alpha A}{\alpha + B} \quad \text{III-42}$$

Utilizando este valor de rendimiento podemos obtener el rendimiento por debajo de saturación y es

$$\eta_p \% = \frac{\mu E_g R_L}{E_b (R_L + \beta R_p)} \times A \quad \text{III-43}$$

La tensión de pico a través del circuito tanque será:

$$E_{lc} = I_1 R_L \quad \text{III-44}$$

y aplicando la ecuación No. III-35 y que es

$$I_1 = \frac{E_b}{R_L} \times \frac{\alpha}{\alpha + \beta} \quad \text{III-45}$$

se obtiene

$$\frac{E_{lc}}{E_b} = \frac{\alpha}{\alpha + \beta} \quad \text{III-46}$$

$$y \quad \eta_p \% = \frac{A E_{lc}}{E_b} \quad \text{III-47}$$

Si I_T es la amplitud de la corriente en el tanque y R_T es la resistencia total, incluida la resistencia reflejada, tendremos:

$$P_{sal.} = \frac{I_T^2 R_T}{2} = \frac{I_1^2 R_L}{2} \quad \text{III-48}$$

y por tanto

$$I_T = I_1 \sqrt{R_L / R_T} \quad \text{III-49}$$

en saturación será

$$I_T = \frac{E_b}{\sqrt{R_L R_T}} \cdot \frac{\alpha}{\alpha + \beta} \quad \text{III-50}$$

Considerando la reactancia de las ramas cuando está en resonancia,

$$tendremos \quad I_T = \frac{E_b}{X} \cdot \frac{\alpha}{\alpha + \beta} \quad \text{III-51}$$

Podemos ahora calcular la potencia de alimentación de salida y rendimiento; tendremos entonces

$$P_{ent.} = \frac{P_{sal.}}{\eta_p \%} \times 100 = \frac{(\mu + 1) E_b^2}{2 R_p} \left[\frac{100}{A(\alpha + \beta)} \right] \quad \text{III-52}$$

el factor $\frac{(\mu + 1) E_b^2}{2 R_p}$

depende de la válvula y la parte dentro de los corchetes de la ecuación de potencia de salida y de la potencia de entrada depende del

intervalo de funcionamiento y de la resistencia de carga, por lo que las ecuaciones correspondientes pueden ser escritas así:

$$P_{ent.} = \frac{(\mu+1) Eb^2}{2 R_p} \cdot \gamma_1 (\alpha, \theta_1) \quad \text{III-53}$$

$$P_{sal.} = \frac{(\mu+1) Eb^2}{2 R_p} \cdot \gamma_2 (\alpha, \theta_1) \quad \text{III-54}$$

La potencia de disipación anódica será:

$$P_{dis.} = P_{ent.} - P_{sal.} = \frac{(\mu+1) Eb^2}{2 R_p} [\gamma_1 - \gamma_2] \quad \text{III-55}$$

$$= \frac{(\mu+1) Eb^2}{2 R_p} \cdot T (\alpha, \theta_1) \quad \text{III-56}$$

Las funciones γ_1 , γ_2 y T , son funciones universales y aplicables a cualquier válvula.

Nota: Las funciones γ_1 , γ_2 y T , son dadas en curvas de diseño y se las pondrá en la parte pertinente.

B.- Circuitos de carga Resonantes.-

Circuitos de carga resonantes paralelo.-

La mayoría de los circuitos de carga de los amplificadores sintonizados hacen uso de los circuitos de carga resonantes en paralelo. Por esta circunstancia se estudiarán dichos circuitos, deduciendo los parámetros que son interesantes para la aplicación práctica.

Supongamos el siguiente circuito:

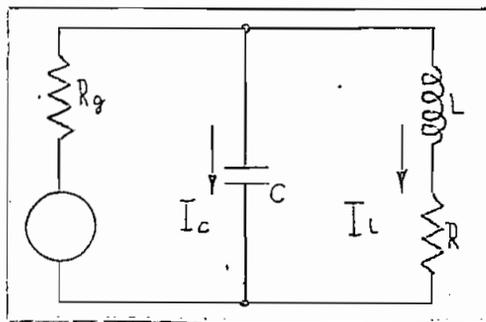


Fig 43

La admitancia de la rama capacitiva es: $Y_C = j\omega c$

III-57

y de la rama inductiva es:

$$Y_L = \frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2} - j \frac{\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} \quad \text{III-58}$$

La admitancia total del circuito paralelo será por tanto

$$Y_T = Y_C + Y_L = j\omega C + \frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2} - j \frac{\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} \quad \text{III-59}$$

La condición de resonancia será que el circuito se comporte resistivamente a la frecuencia o que la parte reactiva de esta admitancia sea nula. Aplicando esta condición podemos deducir la frecuencia a la cual sucede esto, o sea, la frecuencia de resonancia del circuito:

$$j \left(\frac{\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} - \omega C \right) = 0 \quad \text{III-60}$$

$$\frac{2\pi f L}{R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2} = 2\pi f C \quad \text{III-61}$$

$$f_r = \sqrt{\frac{L - R^2 C}{4\pi^2 L^2 C}} \quad \text{o'}$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}}$$

Podemos notar que para valores de

$$\frac{R^2}{L^2} > \frac{1}{LC} \quad \text{III-62}$$

no puede haber resonancia.

Este circuito almacena energía y es interesante conocer el rendimiento de esta operación. Para lo cual es necesario definir un factor de calidad del circuito o figura de mérito llamado Q.

$$Q = \frac{2\pi \times \text{Energía almacenada por ciclo}}{\text{Energía disipada por ciclo}}$$

Supongamos una corriente de pico I_{max} que circule por la bobina, entonces:

$$Q = \frac{2\pi (L I_m^2)}{I_m^2 R / f} = \frac{2\pi f L}{R} = \frac{\omega L}{R} \quad \text{III-63}$$

Utilizando este valor en la ecuación No. III-62 que nos da la frecuencia de resonancia tendremos:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{\omega^2 L^2}{L^2 Q^2}} \quad \text{III-64}$$

como

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

la frecuencia de resonancia será:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \left(\sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}} \right) \left(\sqrt{\frac{1}{LC}} \right) \quad \text{III-65}$$

A partir de esta ecuación es posible escribir

$$\omega_r^2 LC = 1 - \frac{1}{Q^2} \quad \text{III-66}$$

y de esto se deduce que

$$X_L = X_C \left(1 - \frac{1}{Q^2} \right) \quad \text{III-67}$$

lo que demuestra que las reactancias de capacidad y de inducción no son completamente iguales en resonancia.

En este caso y en resonancia la admitancia adopta la forma:

$$Y_r = \frac{R}{R^2 + \omega_r^2 L^2} \quad \text{III-68}$$

y la impedancia será resistiva y de valor

$$Z_r = R_r = \frac{R^2 + \omega_r^2 L^2}{L} = R(1 + Q^2) \approx Q\omega_r L \quad \text{III-69}$$

tomando en cuenta la ecuación No. III-69 se puede deducir que

$$R_r = \frac{Q}{\omega_r L} = \frac{L}{CR} \quad \text{III-70}$$

esto indica que la impedancia es resistiva y de valor que es

función de L/C y por tanto R_r puede hacerse muy grande si se emplean inductancias grandes.

La potencia suministrada por el generador al circuito en paralelo

cuando existe resonancia será: $P = I_g^2 R_r \quad \text{III-71}$

que será igual a

$$P = I_c^2 R \quad \text{III-72}$$

Si se suponen despreciables las pérdidas en el condensador, se deduce de las anteriores que:

$$\frac{I_L}{I_g^2} = \frac{R_r}{R} = \frac{Q^2}{\omega_r^2 LC} \quad \text{III-73}$$

y puesto que

$$E_c = I_c X_c = I_g R_r = I_g \omega_r L / \omega_r C R \quad \text{III-74}$$

y

$$\frac{I_c}{I_g} = Q^2 \quad \text{III-75}$$

resulta que

$$\frac{I_c}{I_L} = \sqrt{\omega_r^2 LC} = \sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}} \quad \text{III-76}$$

C.- Consideraciones especiales.-

Las frecuencias elevadas de trabajo traen como consecuencia una serie de factores, que no se presentan en frecuencias relativamente bajas.- Este ha sido el motivo que ha obligado a incluir en el presente estudio algunas cuestiones que pueden ser de utilidad y que no serán estudiadas detenidamente, sino mas bien en una forma general.

Se estudiarán cuestiones teóricas indispensables y en un apéndice se incluirán otras como: Estudio de elementos de circuitos, Técnicas de montaje, y una miscelánea de cuestiones de orden práctico, pero que son necesarias dada la índole de este trabajo.

- 1) Efectos especiales en tubos electrónicos, a causa de la elevación de la frecuencia.

A medida que aumenta la frecuencia de operación de los tubos electró-

nicos y ésta sobrepasa ciertos límites, se producen algunos efectos que no pueden ser despreciados.

En primer lugar nos encontramos con la inductancia de las conexiones internas del tubo, en segundo lugar con el tiempo de tránsito de los electrones.

Los efectos de las inductancias son variados y sólo se estudiarán los más importantes.

La combinación de la inductancia de rejilla, de la capacidad rejilla-cátodo y de la inductancia de cátodo, produce ciertos efectos que hace que la tensión efectiva aplicada a la entrada del tubo, se reduzca. Este efecto es mayor a medida que aumenta la frecuencia.

La inductancia de cátodo tiene efecto primordial, pues, introduce un acoplamiento entre los elementos del interior del tubo, dando como resultado un empeoramiento de las características de funcionamiento del mismo a frecuencias elevadas. Una componente resistiva que es función de esta inductancia se presenta a la entrada y en ciertos casos es menester tomarla en cuenta. Esta puede ser calculada con la siguiente fórmula:

$$R_y = \frac{1}{g_m \times \omega^2 \times L_k \times C_k}$$

III-77

Referencia No. 7

en la que:

w= Frecuencia de trabajo

Lk= Inductancia de cátodo (Dato que puede ser proporcionado por el fabricante, con pedido especial)

Cgk= Capacidad grilla-placa.

El tiempo de tránsito de los electrones tiene que ser tomado en consideración cuando se trabaja a frecuencias elevadas.

Cuando el tiempo empleado por un electrón en pasar del cátodo a la placa es una fracción apreciable de ciclo de la señal de entrada, se produce diversos efectos perjudiciales que en general son los siguientes:

- 1) La rejilla observe potencia, por lo que es difícil excitarlo; presentará por tanto una componente resistiva a la entrada y que puede ser calculada con la siguiente fórmula:

$$R_T = \frac{1}{K \cdot gm \cdot f^2 \cdot T} \quad \text{III-78}$$

Referencia No. 7

En la que:

K= Constante que es función de los tiempos de tránsito de los electrones entre cátodo y grilla, y entre grilla y placa. (Este dato puede ser proporcionado por los fabricantes del tubo).

gm= Transconductancia grilla-placa.

f= Frecuencia de trabajo.

T= Tiempo de tránsito de los electrones entre cátodo y grilla en c/s.

- 2) Queda reducida la capacidad de potencia del tubo, ya que la transconductancia disminuye y la tensión de placa no está en fase con la tensión de reja.

- 2) Capacidades de entrada y salida de los tubos.-

Las capacidades de entrada y salida de los tubos son dignas de tomar-

se en cuenta en trabajos en alta frecuencia, pues, éstas entran a formar parte de los circuitos sintonizados tanto de entrada como de salida, y en ciertos casos son los que no permiten el diseño en condiciones óptimas.

Pueden ser calculadas con las siguientes fórmulas:

Para amplificadores cargados resistivamente, sin degeneración de

cátodo:
$$C_i = C_{gk} + C_{g, g_2} + C_{gp} (|A| + 1) \quad \text{III-79}$$

Para amplificadores cargados resistivamente, con degeneración de

cátodo:
$$C_i = C_{gk} (1 + A_{gk}) + C_{g, g_2} + C_{gp} (|A'| + 1) \quad \text{III-80}$$

Para seguidor catódico

$$C_i = C_{gk} = (1 - A_{gk}) + C_{g, g_2} + C_{gp} \quad \text{III-81}$$

Para todas éstas, tenemos que:

A= Ganancia del amplificador sin realimentación.

A'= Ganancia del amplificador con degeneración de cátodo.

A_{gk}= Ganancia grilla-cátodo

En el caso de amplificadores seguidores de cátodo y con cargas reac-

tivas:
$$C_i = C_{gk} + C_{g, g_2} + C_{gp} (1 + |A| \cos \phi) \quad \text{III-82}$$

$$\phi = \phi_1 - \phi_2$$

En los que:

ϕ_1 = Angulo de fase de la carga.

ϕ_2 = Angulo de fase de la carga más la resitencia de placa.

Referencia No. 8

D.- Formulario de diseño.-

Como se indicó en la parte pertinente, el amplificador clase B opera con intervalo de funcionamiento constante y en la región por debajo de la saturación o sea con un ángulo de conducción de 90° y - varias de las funciones deducidas anteriormente se vuelven constantes y pueden ser utilizadas para el diseño.

Si se desea amplificar señales moduladas y no moduladas, la amplitud de la señal deberá ajustarse al centro de las características Eg vs. It. Ese punto debe estar entre el 45 a 50% del valor calculado de saturación.

Si K es la relación entre la corriente del tanque en el punto de funcionamiento y el valor máximo de la misma, la potencia de salida será para la señal sin modular, K veces la salida en el punto de saturación y la potencia de alimentación de placa y también el rendimiento serán K veces los correspondientes valores de saturación. Tomando en cuenta lo anterior podemos deducir un formulario.

Aplicando las ecuaciones: N^{os} III-42, III-52, III-57

$$\eta_p \% = \alpha / \alpha + B \quad \text{III-83}$$

$$P_{ent.} = \frac{(u+1) E_b^2}{2 R_p} \cdot \left[\frac{100}{A(\alpha+B)} \right] \quad \text{III-84}$$

$$P_{sal.} = \frac{E_b^2}{2 R_L} \cdot \frac{\alpha^2}{(\alpha+B)^2} = \frac{(u+1) E_b^2}{2 R_p} \cdot \left[\frac{\alpha}{(\alpha+B)^2} \right] \quad \text{III-85}$$

juntamente con los valores adecuados de A y B, se obtienen las relaciones siguientes para amplificadores clase B:

$$\eta_p \% = \frac{78.54 K \alpha}{\alpha + 2} \quad \text{III-86}$$

$$P_{ent.} = \frac{(\mu+1)Eb^2}{2R_p} \left[\frac{4K}{\pi(\alpha+2)} \right] \quad \text{III-87}$$

$$P_{sal.} = \frac{(\mu+1)Eb^2}{2R_p} \left[\frac{\alpha K^2}{(\alpha+2)^2} \right] \quad \text{III-88}$$

$$P_{perd.} = \frac{(\mu+1)Eb^2}{2R_p} \left[\frac{4K}{\pi(\alpha+2)} - \frac{\alpha K^2}{(\alpha+2)^2} \right] \quad \text{III-89}$$

Dado que la curva E_g vs. I_b es prácticamente recta, la corriente continua de placa no será afectada por la modulación de excitación de reja.

Con el fin de calcular la pérdida o disipación anódica permisible, hagamos uso de la relación

$$T = \frac{P_{dis.} \times 2R_p}{(\mu+1)Eb^2} \quad \text{III-90}$$

La ecuación

$$P_{perd.} = \frac{(\mu+1)Eb^2}{2R_p} \left[\frac{4K}{\pi(\alpha+2)} - \frac{\alpha K^2}{(\alpha+2)^2} \right] \quad \text{III-91}$$

puede escribirse

$$T = \frac{4K}{\pi(\alpha+2)} - \frac{\alpha K^2}{(\alpha+2)^2} \quad \text{III-92}$$

de la que podemos despejar alfa

$$\alpha = \frac{4K - \pi K^2 + \sqrt{\pi^2 K^4 + 16K^2 - 8\pi K^3 + 8\pi^2 K^2 T}}{2\pi T} - 2 \quad \text{III-93}$$

Por lo tanto para valores T y K hay un valor de alfa y correspondiente valor de RL que da la pérdida o disipación permisible de ánodo.

Esto también es posible utilizar para obtener máxima salida como amplificador clase B.

En los casos en que $K=0,45$ y $K=0,50$ la ecuación anterior se convierte a :

$$\alpha = \frac{0.18523 + \sqrt{0.405 T + 0.034317}}{T} - 2 \quad \text{III-94}$$

Con $K=0.45$ y

$$\alpha = \frac{0.19331 + \sqrt{0.5T + 0.034317}}{T} - 2 \quad \text{III-95}$$

con $K=0.50$

Como los valores prácticos están dentro de esos márgenes, se pueden utilizar estas últimas ecuaciones o la representación gráfica de las mismas, como se muestra a continuación en la figura No. 44 y en la que se incluyen las ecuaciones de diseño.

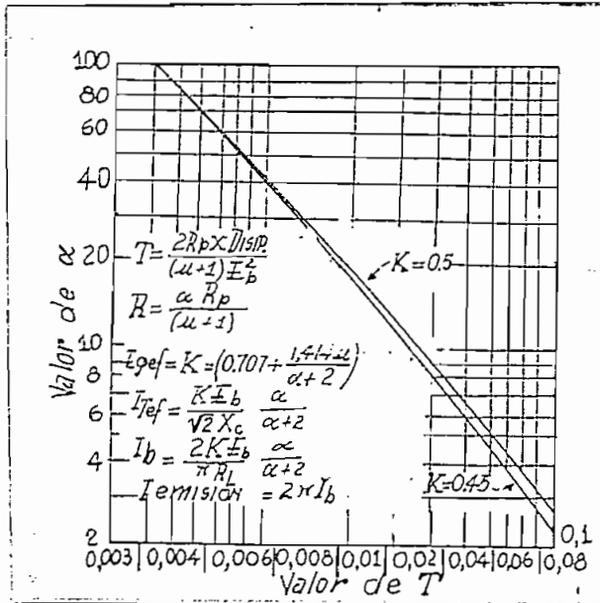


Fig 44

Para obtener el valor de excitación requerida se puede hacer uso de la siguiente ecuación (ecuación No. III-96 que fue deducida anteriormente:

$$E_g = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{\alpha + (u+1)\beta}{\alpha + \beta} \cdot E_b \quad \text{III-96}$$

y recordando que por aproximación para clase B, $E_b = \mu E_c$ III-97

la excitación sin modulación debe ser K veces la requerida para saturación, o sea que;

$$E_g = \frac{K[\alpha + 2(\mu + 1)] E_c}{\alpha + 2} \quad \text{III-98}$$

$$= K \left[1 + \frac{2\mu}{\alpha + 2} \right] E_c \quad \text{y} \quad \text{III-99}$$

$$E_{gRMS} = K \left(0.707 + \frac{1.414\mu}{\alpha + 2} \right) E_c \quad \text{III-100}$$

El valor eficaz de la corriente del tanque, puede obtenerse con la ecuación No III-51 y que para el caso de amplificador clase B toma la forma

$$I_{TRMS} = \frac{K \cdot E_b \alpha}{\sqrt{2}(\alpha + 2)} \quad \text{III-101}$$

En igual forma la ecuación teórica general y que se cita a continuación

$$\frac{I_1}{I_b} = \frac{\theta_1 - \text{Sen } \theta_1 \cdot \text{Cos } \theta_1}{\text{Sen } \theta_1 - \theta_1 \cdot \text{Cos } \theta_1} \quad \text{III-102}$$

para el amplificador tratado, toma la forma

$$\frac{I_1}{I_b} = \frac{\pi}{2} \quad \text{III-103}$$

y por tanto la ecuación general

$$I_1 = \frac{E_b}{RL} \times \frac{\alpha}{\alpha + 2} \quad \text{III-104}$$

se transforma en

$$I_b = \frac{E_b}{RL} \cdot \frac{2K\alpha}{\pi(\alpha + 2)} \quad \text{III-105}$$

El valor de corriente máxima para el amplificador clase B es:

$$I_{max.} = \pi I_b \quad \text{III-106}$$

Utilizando la ecuación de potencia de salida se puede calcular δ_2 .

Para esto

$$\gamma_2 = \frac{P_{sal.} \cdot 2 R_p}{(u+1) E b^2} \quad \text{III-107}$$

entonces tenemos

$$\gamma_2 = \frac{\alpha K^2}{(\alpha+2)^2} \quad \text{III-108}$$

En la figura No. 45 se representan las funciones T y γ_2 con alfa como variable independiente. Estas funciones representan respectivamente las pérdidas y salidas correspondientes para cualquier válvula y nos proporcionan el medio necesario para probar diferentes valores de alfa, hasta llegar al valor más conveniente, lo mismo para elegir K y T, y por tanto RL.

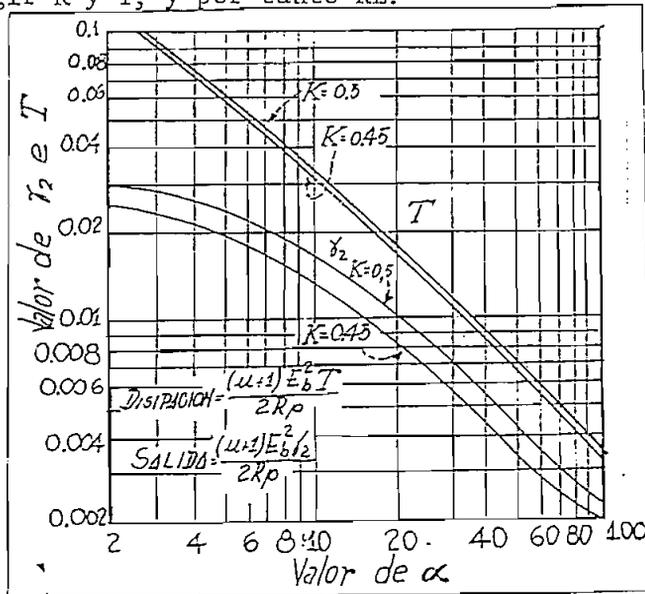


Fig 45

El cuociente de dividir la salida por la disipación puede calcularse utilizando las siguientes ecuaciones anteriormente vistas y que son :

$$P_{sal.} = \frac{(u+1) E b^2}{2 R_p} \left[\frac{\alpha K^2}{(\alpha+2)^2} \right] \quad \text{III-109}$$

$$P_{perd.} = \frac{(u+1) E b^2}{2 R_p} \left[\frac{4K}{\pi(\alpha+2)} - \frac{\alpha K^2}{(\alpha+2)^2} \right] \quad \text{III-110}$$

Como el tipo de válvula determina T de acuerdo a la ecuación

$$T = \frac{2 R_p \times P_{dis.}}{(\mu + 1) E b^2} \quad \text{III-111}$$

se puede realizar una curva de diseño como se indica en la -
Fig. No. 46 .,

Con la figura queda completo el material para el diseño del
amplificador de potencia.

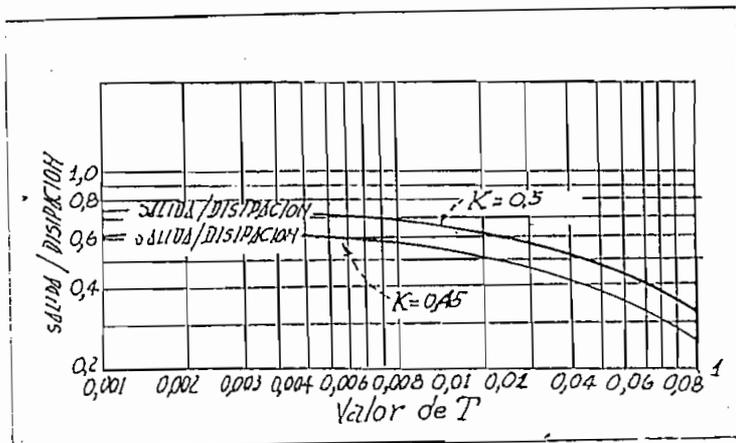


Fig 46

E. - Diseño del amplificador de potencia. -

El diseño del amplificador se realiza a partir del conocimiento de las características de funcionamiento real del circuito como son: potencia de salida, frecuencia de trabajo y ancho de banda.

Es necesario como primer paso escoger el tubo a utilizarse. Este debe proporcionar una potencia de salida máxima de por lo menos igual a la potencia que se desea obtener. Como se nota será mejor escoger un tubo que proporcione una potencia mayor, con el fin de tener un margen de seguridad. Esta potencia debe entregar el tubo a la frecuencia o rama de frecuencias de trabajo. Por ello otra de los factores que influyen en el escogitamiento de dicho tubo será la frecuencia máxima de trabajo para el que ha sido diseñado, que en ningún caso deberá ser inferior a la frecuencia máxima de trabajo del amplificador. Con el fin de tener un margen de seguridad será mejor escoger un tubo con una frecuencia superior a ésta.

Fundaméntandome en las anteriores consideraciones he escogido el tubo QQE03/20 de Philips, que es un tubo que cumple con los requisitos anteriormente expuestos y que se lo puede conseguir en el mercado local.

Las características de este tubo proporcionadas por el fabricante son las siguientes:

Doble tetrodo internamente neutralizado, que puede servir como amplificador de RF hasta frecuencias de 600 Mc/s.

Las características eléctricas son las siguientes:

Voltaje de filamento	6.3 V o 12.6 V.
Corriente de filamento	1.3 A o 0.65 A
Capacidad de placa	2.6 Pf.
Capacidad de reja	7.0 Pf.
Capacidad placa-reja	0.08 Pf.
Factor de amplificación aproximado	8.00
Transconductancia	2.5 mA/B

Los valores límites de trabajo son:

Voltaje de placa máximo	600 V.
Potencia de disipación de placa máximo	10 W.
Voltaje de reja 2 máximo	250 V.
Potencia de disipación de reja 2 máximo	1.5 W
Voltaje de polarización de reja 1 máximo	-75 V.
Intensidad de cátodo máximo	55 mA
Resistencia de escape de reja máximo (pol fija)	50 K
Resistencia de escape de reja máximo (pol Autom)	100 K
Voltaje cátodo filamento máximo	100 V.

El fabricante indica que la máxima potencia de salida a la frecuencia de trabajo de 400 Mc/s es de 6.5 W.

Los datos que nos interesan para hacer este diseño son:

Factor de amplificación, transconductancia y resistencia de placa aproximada.

La resistencia de placa aproximada da un valor de 3.200 ohmios. Como el diseño es prácticamente experimental podemos imponer nos un voltaje de alimentación de placa cualesquiera. Su valor debe estar comprendido bajo el punto de voltaje máximo de placa.

Podemos tomar un valor de 300 V. entonces tenemos aplicando la ecuación No. III-5

$$- E_c = \frac{V_a}{\mu} = \frac{300}{8} = 37.5 \text{ V}$$

Calculemos el factor T con la fórmula No.

$$T = \frac{W_A \cdot 2R_p}{(\mu+1)V_a^2} = \frac{10 \times 2 \times 3200}{9 \times 300^2} = 0.079$$

Tomemos un valor de $K=0.45$ que es el valor que se debe tomar en el caso de que la señal sea o no modulada.

Según la fig. No. 44 que nos da α en función de T para un valor determinado de K tenemos que

$$\alpha = 3.5$$

Utilizando este valor podemos determinar la resistencia de carga del circuito • sea la resistencia que debe presentar el circuito tanque cuando está en resonancia.

$$R_L = \frac{\alpha R_p}{\mu+1} = \frac{3.5 \times 3200}{9} = 1245 \Omega$$

Calculemos ahora el valor de voltaje alterno eficaz que se debe aplicar a la válvula para obtener la máxima potencia de salida sin salirnos de las condiciones de trabajo en clase B.

Para esto utilicemos la ecuación No. III-100

$$E_{g_{RMS}} = K \left(0.707 + \frac{\sqrt{2} \mu}{\alpha + 2} \right) E_c = 0.45 \left(0.707 + \frac{1.4142 \times 8}{3.5 + 2} \right) 37.5 = 52.4 \text{ V}$$

Calculemos los valores L y C del circuito tanque para el valor deseado de RL y con un valor de Q que satisfaga el ancho de banda. De acuerdo a la ecuación No. III-7a tenemos:

$$Q = \omega C R_e$$

en la que $R_e = R_L$ y también con la ecuación aproximada

$$\Delta f = \frac{f}{Q}$$

tenemos que para un ancho de banda de 6 Mc/s

$$C = \frac{1}{2\pi R_L \Delta f} = \frac{1}{2\pi \times 1245 \times 6 \times 10^6} = 20.6 \text{ pF}$$

y el valor de L es

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} = \frac{1}{4 \times 3.14^2 \times (60 \times 10^6)^2 \times 20.6 \times 10^{-12}} \cong 0.28 \text{ } \mu\text{H}$$

y con lo que podemos calcular Q y comprobar el ancho de banda como se indica a continuación:

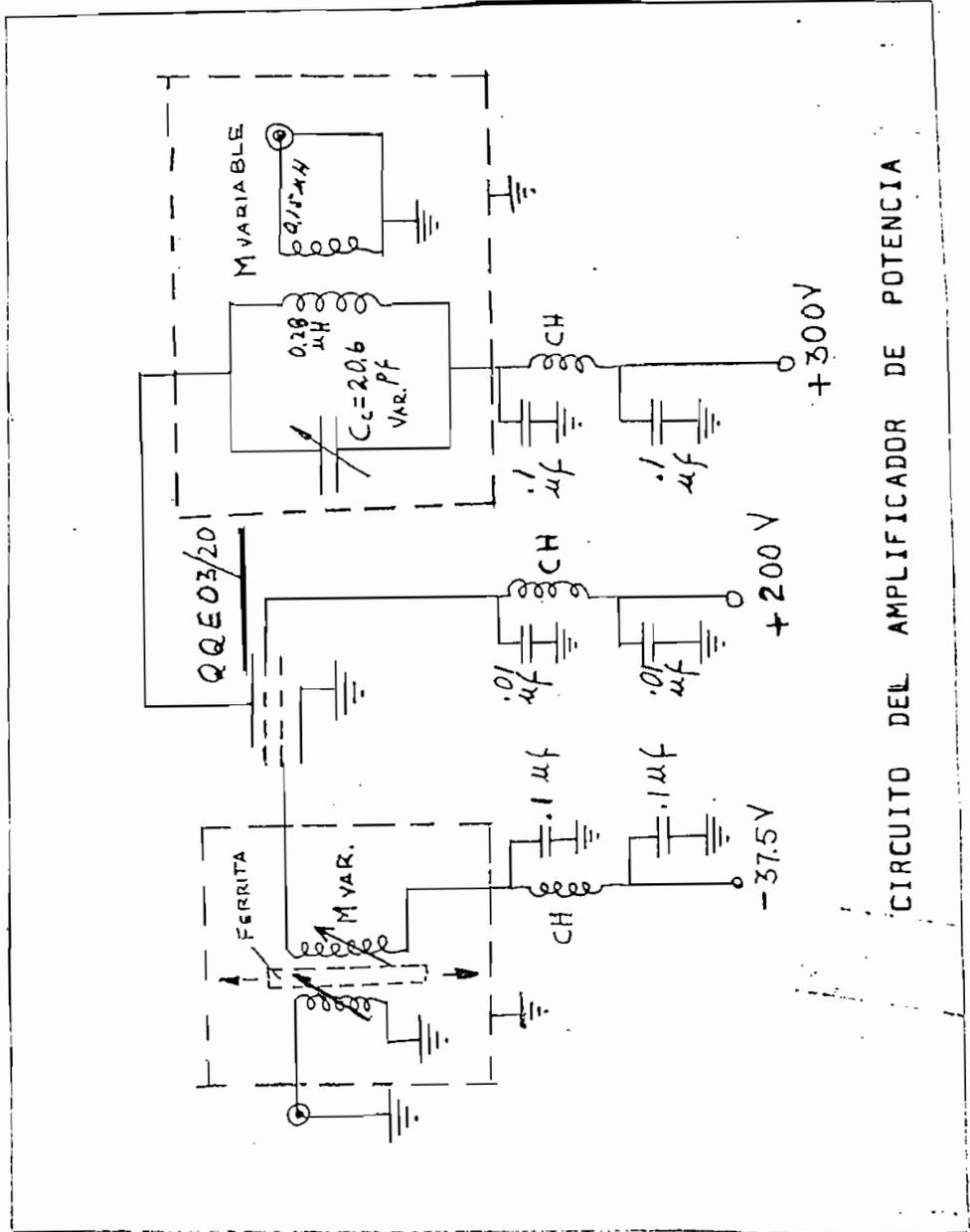
$$Q = 6.28 \times 60 \times 10^6 \times 20.6 \times 10^{-12} \times 1245 = 9.36$$

$$\Delta f = \frac{60}{9.36} = 6.4 \text{ Mc/s}$$

que satisface con ventaja el ancho de banda requerido.

Ahora calcularemos el valor eficaz de la corriente en el circuito tanque, o sea, la corriente eficaz que circula a través de la bobina, esto es aplicando la ecuación No. III-10)

$$\begin{aligned} I_{T_{RMS}} &= \frac{K \cdot E_b}{\sqrt{2} X_C} \cdot \frac{\alpha}{\alpha + 2} \\ &= \frac{0.45 \times 300}{\sqrt{2} \frac{1}{2\pi \times 60 \times 10^6 \times 20.6 \times 10^{-12}}} \times \frac{3.5}{5.5} = 475 \text{ mA} \end{aligned}$$



CIRCUITO DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA

Fig 47-b

C A P I T U L O I V
L A F U E N T E D E P O D E R

A.- Determinación del tipo de fuente a utilizarse.-

Para la determinación del tipo de fuente, partiremos de un diagrama de bloques del aparato a alimentarse. Este es:

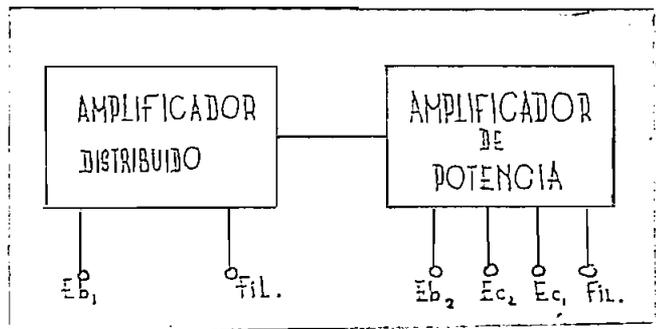


Fig 48

De este gráfico se deduce que la fuente debe proporcionar los siguientes voltajes y corrientes:

E_{b2} = Voltaje de alimentación de placa para el tubo de potencia.

E_{c2} = Voltaje de alimentación para reja-pantalla del tubo de potencia.

E_{b1} = Voltaje de alimentación de placa para los tubos del amplificador distribuido y para sus pantallas

E_{c1} = Voltaje de alimentación negativa para la polarización de reja de control del tubo de potencia.

I_{b2} = Corriente para alimentar al circuito de placa del tu-

bo de potencia.

I_{c2} = Corriente para alimentar la reja-pantalla del tubo de potencia.

I_{b1} = Corriente para alimentar las placas y rejas de los tubos del amplificador distribuido.

I_{c1} = Corriente para alimentación de la reja de control del tubo de potencia.

De acuerdo al diseño los valores son:

E_{b2} = 300 V DC

I_{b2} = 44 mA DC

E_{c2} = 200 V DC

I_{c2} = 25 mA DC (con margen de seguridad)

E_{c1} = 37.5 V. DC (se tomará menos 80 V, para tener un margen de seguridad y para poder regular el voltaje al preciso valor de corte del tubo de potencia)

I_{c1} = 15 mA DC (Este valor lo tomamos por seguridad a pesar de que el tubo trabajará en clase B y teóricamente no debe existir circulación de corriente)

E_{b1} = 120 V DC

I_{b1} = 130 mA DC

V fil.1= 6.3 V. AC

V fil.2= 6.3 V. AC

I fil.1= 1.5A. (Está considerada la corriente total de consumo de los filamentos de los tubos más un margen de seguridad).

I fil. 2= 3 A. (con margen de seguridad)

B.- Diseño de la Fuente. -

Para comprender el diseño de la fuente de poder algunas pequeñas explicaciones se harán, sin engrar a mayores consideraciones y deducciones. Estas se referirán principalmente a rectificación y a los tipos de filtros a utilizarse.

Comencemos recordando algunas características de diodos rectificadores.

La función tensión-corriente de un diodo rectificador del tipo sólido es exponencial y en general la expresión que la rige es la siguiente:

$$i = i_0 (\mathcal{E}^{eV/KT} - 1) \quad \text{IV-1}$$

Referencia No. BIBL. LIB 6

En esta expresión está involucrada la característica de polarización directa y la de polarización inversa.

Para el caso de polarización directa tenemos lo siguiente:

$$i_e = i_0 \mathcal{E}^{eV/KT} \quad \text{IV-2}$$

Referencia No. BIBL. LIB 6

En estas expresiones:

e= Carga del electrón

V= Potencial aplicado a la unión

KT= Medida de la energía térmica de la partícula (Electrón o hueco)

En la fig, No. 49 está representada la relación tensión- corriente de un diodo

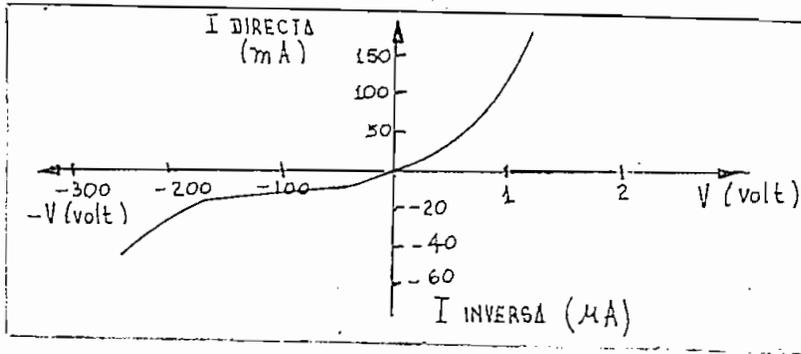


Fig 49

Para una tensión variable o alterna la resistencia de un elemento no lineal, se define como la inversa de la pendiente de la curva en la zona de operación o sea:

$$\frac{1}{R_{end}} = \frac{dv}{di} = r_p \quad \text{IV-3}$$

donde r_p es la resistencia instantánea o dinámica. Para casos prácticos se considera lineal la característica antes mencionada, lo que que no introduce un error mayor.

De esto resulta una resistencia estática para una corriente constante de valor I_A y que se lo define por la relación

$$r_b = \frac{V_A}{I_A} \quad \text{IV-4}$$

y es dada por la pendiente de la recta que une el origen de coordenadas con el punto A de funcionamiento.

El gráfico No. 50 explica lo anteriormente indicado

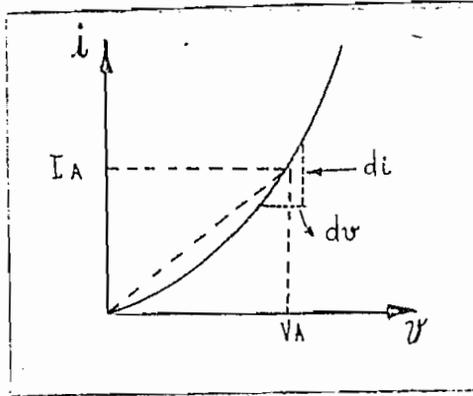


Fig 50

Aproximadamente no se comete error al considerar las resistencias estática y dinámica como iguales; esto siempre que la resistencia de carga del diodo sea de un valor muy superior a las anteriormente nombradas.

Rectificación de onda completa con carga resistiva.-

Sacaremos algunas relaciones a partir del siguiente circuito básico:

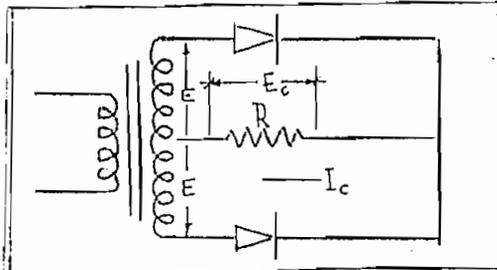


Fig 51

La intensidad promedio de continua viene dada por

$$I_c = \frac{2I_{max}}{\pi} = \frac{2E_{max}}{\pi(r_b + R)} \quad \text{IV-5}$$

y el voltaje promedio de continua por

$$E_c = I_c \cdot R = \frac{2E_{max}}{\pi} - I_c \cdot r_b \quad \text{IV-6}$$

Si despreciamos la resistencia interna de los diodos rectificadores el voltaje promedio de continua será:

$$E_c = \frac{2E_{max}}{\pi} \quad \text{IV-7}$$

La eficiencia de rectificación es:

$$\eta_R = \frac{8}{\pi^2} \left(\frac{1}{1 + r_b/R} \right) \times 100\% = \frac{81.2\%}{1 + r_b/R} \quad \text{II-8}$$

El voltaje inverso de pico existente sobre los díodos para este caso es

$$V_{IP} = 2E_{max} \quad \text{II-9}$$

Factor de Rizado. -

Se define como:

$$Fr = \frac{\text{Valor eficaz de los componentes armónicos y alternos}}{\text{Valor medio o componente de continua}}$$

y también puede ser expresada en función del factor de forma de una onda periódica de la siguiente manera:

$$f_r = \sqrt{F^2 - 1} \quad \text{IV-10}$$

Una vez que hemos visto estas consideraciones básicas, entremos a hacer un pequeño estudio de rectificadores cuando se los utiliza en combinación con filtros de entrada por inductor.

A fin de que la salida pulsante que nos entrega un rectificador pueda ser utilizada, es necesario aplanarla o en otras palabras filtrarla. Para esto se utilizan redes eléctricas especiales - formadas por la conexión de inductores o resistores en serie - con capacitores en paralelo. Estas redes se las denomina comúnmente filtros de entrada por inductor y filtros de entrada por capacitor respectivamente.

Dado que se va a utilizar un filtro de entrada por inductor es necesario hacer una pequeña explicación del funcionamiento del mismo.

Las relaciones de tensión y corriente están ilustradas en la siguiente figura: (Fig. No. 52)

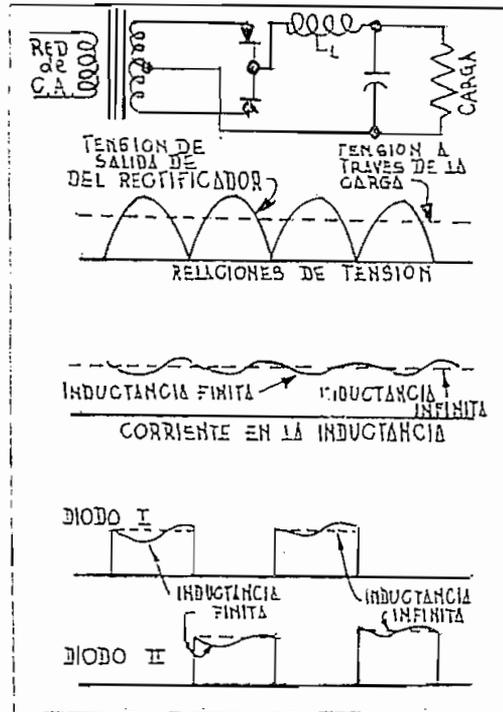


Fig 52

Este gráfico explica por sí mismo el comportamiento del rectificador y filtro.

Las relaciones necesarias para el diseño de estos rectificadores están recopiladas en el cuadro siguiente:

CARACTERISTICAS DE LOS RECTIFICADORES MONOFASICOS CON FILTRO DE INDUCTANCIA DE ENTRADA Y ONDA COMPLETA.	
Valor eficaz de voltaje de cada rama del secundario del transformador. .	1.11Edc
Tensión inversa máxima sobre los diodos	3.14Edc
Frecuencia mínima de rizado	2F (F= Frecuencia de la red)
Valor de cresta de los tres primeros componentes de alterna a la salida del rectificador.	2F; 0.667Edc 4F; 0.133Edc 6F; 0.057 Edc
Requisitos del transformador. KVA Primario KVA Secundario	1.11Pot.dc 1.57Pot.dc

Ref. 9

Tabla IV-1

Requisitos necesarios para la inductancia de entrada. -

Para la operación normal de los sistemas rectificadores de inductor de entrada, se requiere que exista una circulación de corriente continua por la inductancia. La corriente alterna de cresta que circula

por ésta, debe en consecuencia, ser menor que la corriente continua de salida del rectificador. Para cumplir con este requisito es necesario satisfacer la relación aproximada dada en la ecuación No. IV-11

$$\omega L_1 \geq R_{ef} \cdot \frac{E_c}{E_o} \quad \text{IV-11}$$

Donde E_c/E_o es la relación de la componente de cresta de menor frecuencia a la tensión continua de salida del rectificador.

R_{ef} es la resistencia de carga efectiva (resistencia de carga más la resistencia del inductor más la resistencia del diodo y del transformador) y ωL_1 es la reactancia de la inductancia incremental de entrada a la frecuencia más baja. (Para el caso de onda completa y trabajando a 60c/s esta frecuencia será de 120 c/s)

La inductancia de entrada mínima permisible, se denomina inductancia crítica y su valor lo da la ecuación No. IV-11, antes citada. Cuando la corriente de carga varía en amplios márgenes es necesario satisfacer en todo instante este valor, por ello en casos en que la corriente de carga es pequeña o cero, será necesario colocar un resistor de drenaje para satisfacer la condición.

Los filtros.-

Las figuras Nos, 53 y 54

Las figuras Nos.

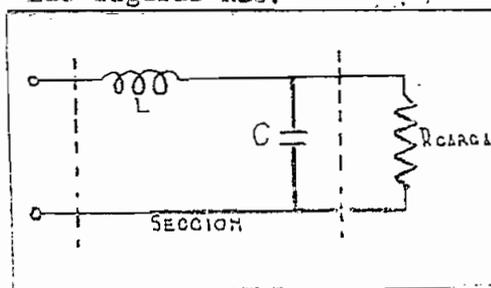


Fig 53

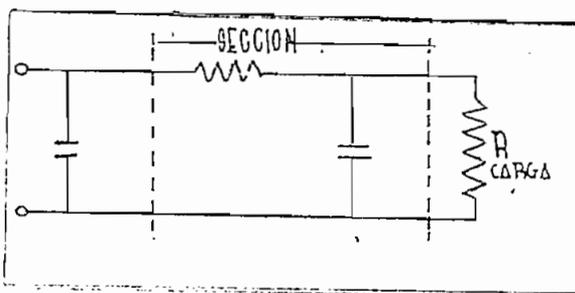


Fig 54

dan ejemplos típicos de los filtros que se colocan entre la salida del rectificador y la carga y que serán utilizados en este diseño.

Como se nota en las figuras anteriores, los filtros ordinariamente se dividen en secciones. Debe observarse que la inductancia de entrada de un rectificador se considera como parte de la primera sección del filtro.

Las secciones de filtro reducen cada componente de frecuencia de la tensión aplicada a la entrada de acuerdo con la relación

$$\frac{\text{Tensión alterna en la salida de la sección}}{\text{Tensión alterna aplicada a la entrada de la sección}} = \frac{1}{w^2 LC - 1}$$

II-12

en la que:

L= Inductancia en serie de la sección del filtro

C= Capacitancia en derivación de la sección

$w/2\pi$ Frecuencia de la tensión de rizado considerado

La reducción de las componentes de rizado para las secciones con resistencia y capacidad viene dada por:

$\frac{\text{Tensión alterna en la salida de la sección}}{\text{Tensión alterna aplicada a la entrada de la sección.}} = \frac{1}{RwC}$

II-13

Las tensiones de rizado serán menores en las últimas secciones por lo que de estas deben tomarse las alimentaciones para las etapas que necesiten pequeños rizados como en el caso de etapas de alta ganancia de voltaje.

Cálculo del rectificador o fuente de alimentación.-

A partir de las características antes dadas para la fuente y haciendo uso de las relaciones antes indicadas puedo hacer el diseño de la fuente de alimentación.

Calculemos la corriente total que debe proveer el circuito rectificador de alta tensión positiva, o sea, la corriente para la alimentación de placas de los amplificadores.

Esta es:

$$I_T = I_{b_1} + I_{b_2} + I_{c_2} = 130 + 94 + 25 = 199 \text{ mA}$$

la potencia será

$$P_T = 300 \times 0.199 \times 10^{-3} = 59.6 \text{ W}$$

Con el fin de tener un amplio margen de seguridad podemos adicionar a este valor unos 30 W. Con ello la potencia será de 89.6 W.

Podemos sacar los valores fundamentales de voltajes alternos, VIP, y todo lo necesario utilizando la tabla No. ~~V~~-1

Tenemos entonces:

a) Valor eficaz de cada rama del transformador:

$$E_{RMS} = 1.11 \times E_{DC} = 1.11 \times 300 \approx 330 \text{ V}$$

- b) Tensión inversa máxima sobre los diodos

$$VIP = 3.14 \times E_{DC} = 3.14 \times 300 = 940V$$

- c) Mínima frecuencia de salida del rectificador

$$f_{min} = f_{red} \times 2 = 60 \times 2 = 120\%$$

- d) Valores de cresta de las tres primeras componentes de alterna en la salida del rectificador

$$E_{pf_1} = 0.667 \times E_{DC} = 0.666 \times 300 = 200V$$

$$E_{pf_2} = 0.13 \times E_{DC} = 0.13 \times 300 = 39V$$

$$E_{pf_3} = 0.067 \times E_{DC} = 0.067 \times 300 = 17.2V$$

Réquisitos del transformador.-

$$VA_{\text{primario}} = 1.11 \times P = 1.11 \times 89.6 = 99.5 VA$$

$$VA_{\text{secundario}} = 1.57 \times P = 1.57 \times 89.6 = 142 VA$$

Pasemos a realizar los mismos cálculos para proveer el voltaje negativo de polarización de reja.

- a) Voltaje eficaz de cada rama del transformador

$$E_{RMS} = 1.11 \times E_{DC} = 1.11 \times 37.5 = 41.5V$$

Tomemos un valor de 100 V. con el fin de poder calibrar el voltaje de polarización.

- b) Tensión inversa sobre los diodos ; $VIP = 100\sqrt{2} \times 2 = 283V$

- c) Mínima frecuencia de salida del rectificador

$$f_{min} = f_{red} \times 2 = 120\%$$

- d) Valores de cresta de los tres primeros componentes de alterna en la salida del amplificador

$$\bar{E}pf_1 = 0.667 \times E_{DC} = 0.667 \times 80 = 53.4V$$

$$\bar{E}pf_2 = 0.13 \times E_{DC} = 0.13 \times 80 = 10.8V$$

$$\bar{E}pf_3 = 0.057 \times E_{DC} = 0.057 \times 80 = 4.66V$$

Requisitos del transformador.-

$$VA \text{ primario} = 1.17P = 1.11 \times 80 \times 0.015 = 133 VA$$

$$VA \text{ secundario} = 1.57P = 1.57 \times 80 \times 0.015 = 18.8 VA$$

Cálculo del filtro.-

Primera sección rectificadores.

Utilicemos el siguiente gráfico:

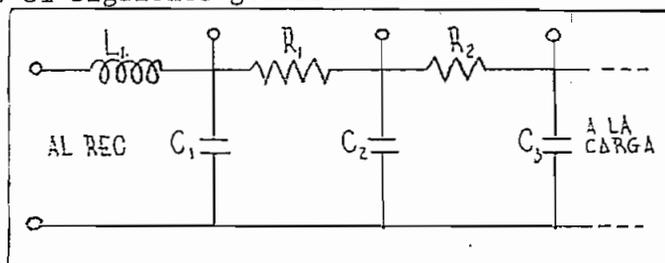


Fig 55

de la condición

$$\omega L_1 = Ref. \frac{E_1}{E_0}$$

Calculemos el valor L_1 y C_1

$$Ref = \frac{300}{I_T} = \frac{300}{199} \times 10^{+3} = 1510 \Omega$$

$$L_{min} = \frac{Ref \times E_1}{\omega E_0} = \frac{1510}{2\pi \times 120} \times \frac{200}{300} = 1.285 H$$

tomemos 10 H

$$\frac{1}{100} = \frac{1}{\omega^2 C - 1} \Rightarrow C \approx \frac{100}{\omega^2 L} = \frac{100}{(754)^2 \times 10} = 17.8 \mu f \approx 20 \mu f$$

Cálculo de la segunda sección filtrante.

De acuerdo al gráfico siguiente:

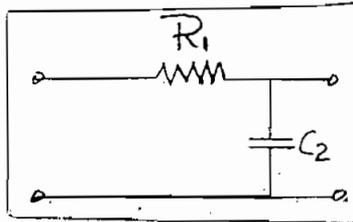


Fig 56

Calculemos los valores de R_1 y C_2

$$R_1 = \frac{300 - 200}{155 \times 10^{-3}} = 1280 \approx 1.3 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{R_1 \omega C_2} \Rightarrow C_2 = \frac{10}{1300 \times 754} = 13.6 \mu\text{f} \approx 15 \mu\text{f}$$

Cálculo de la tercera sección filtrante.

Utilizando el gráfico siguiente:

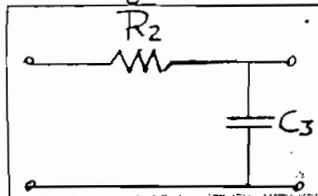


Fig 57

Calculemos los valores R_2 y C_3

$$R_2 = \frac{200 - 120}{155 - 25} = 615 \Omega \approx 570 \Omega$$

$$\frac{1}{10} = \frac{1}{R_2 \omega C_3} \Rightarrow C_3 = \frac{10}{570 \times 754} = 23.3 \mu\text{f} \approx 25 \mu\text{f}$$

Segunda sección rectificadora.

Cálculo de la primera sección y única.

Utilizando el gráfico siguiente:

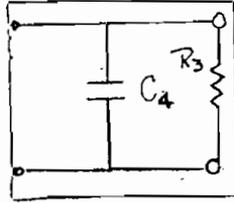


Fig 58

Calculemos el valor de R3 y C4

$$R_3 = \frac{100\sqrt{2}}{10} \times 10^3 = 14.100 \approx 15k\Omega$$

$$\frac{1}{100} = \frac{1}{R_3 \omega C_4} \Rightarrow C_4 = \frac{100}{15 \times 10^3 \times 754} = 11.6 \mu f \approx 15 \mu f$$

Calculemos la potencia requerida para los filamentos:

$$VA_{sec 1} = 6.3 \times 1.5 = 9.54 VA$$

$$VA_{sec 2} = 6.3 \times 3A = 18.9 VA$$

$$VA_{TOT} = 28.35 VA \approx 30 VA$$

Los voltajes totales del transformador serán:

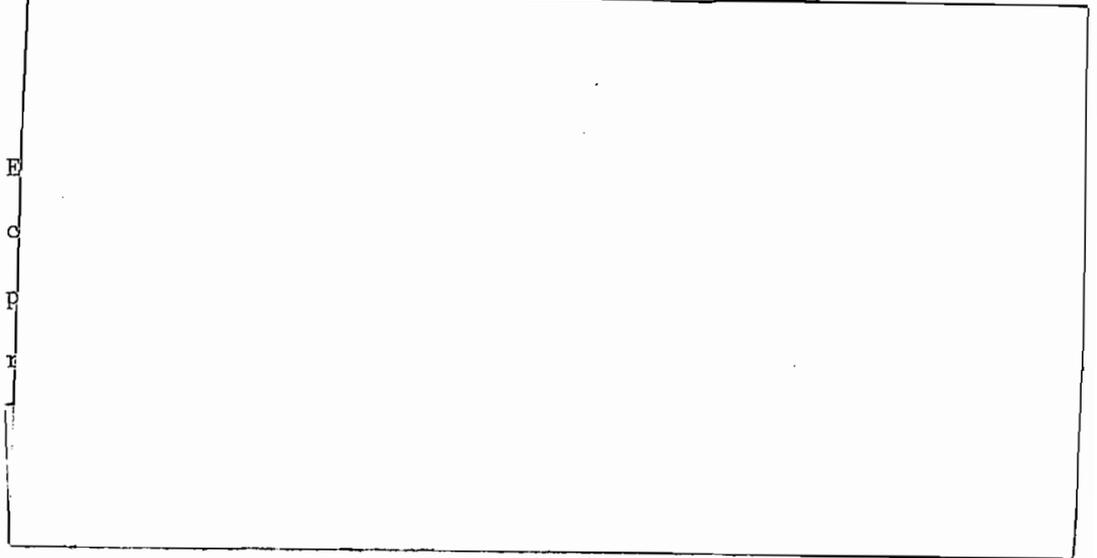


Fig 59

C A P I T U L O V

PRUEBAS EN EL LABORATORIO:-

A.- Mediciones y comprobación de las características de cada etapa.

Debo describir en forma general las mediciones que serán posibles de realizar, de acuerdo a las disponibilidades del equipo de medición del Laboratorio de Electrónica en el rango de frecuencias de trabajo.

Debido a la limitación existente, las mediciones a realizarse serán solamente las básicas, pero éstas serán suficientes para comprobar las características fundamentales de las etapas bajo prueba.

- a) Las mediciones factibles de realizar en el amplificador distribuido son las siguientes:
 - a1) Respuesta a la frecuencia
 - a2) Determinación del ancho de banda
 - a3) Determinación de la ganancia
- b) Para el amplificador de potencia serán las siguientes:
 - b1) Comprobación y medición de potencia de salida y rendimiento.
 - b2) Ancho de banda del circuito

Estas mediciones se realizarán sólo en la primera banda del amplificador de potencia sintonizado.

a) Mediciones en el amplificador distribuido .-

Para efectuar las mediciones en este amplificador fue necesario utilizar algunas improvisaciones y la construcción de aditamentos especiales con el fin de suplir la falta de éstos, tanto para los instrumentos, como para el acoplamiento de impedancias. El acoplador de impedancias está diseñado en el apéndice No. **I-c**

Debido a lo anterior las mediciones no podían ser consideradas como exactas, pero serán suficientes cualitativamente y aproximadamente exactas en forma cuantitativa, pero lograrán demostrar su objetivo esencial.

al) Respuesta a la frecuencia

Para esta medición se utilizó el siguiente arreglo:

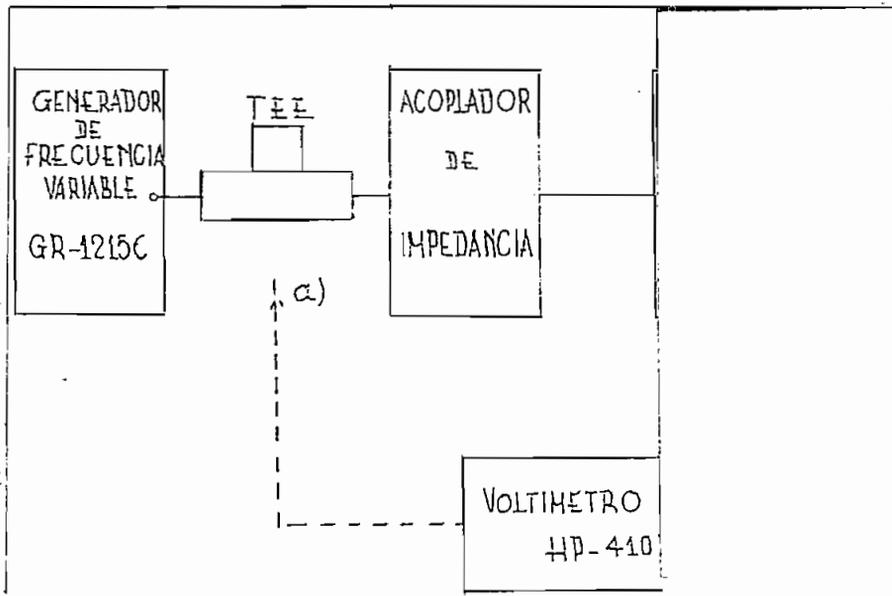


Fig 60

Con mediciones alternadas a la entrada y salida o sea en los puntos a y b del arreglo se obtuvo los datos indispensables para la construcción de la curva de respuesta a la frecuencia del amplificador.

Se realizaron dos tipos de mediciones:

- 1) Con el circuito de salida sin carga
- 2) Con el circuito de salida cargado con su impedancia característica de 200 ohmios resistivos.

Los resultados están recopilados en las siguientes tablas:

$f(Mc/s)$	ABIERTO		CON CARGA	
	V. ENTRADA (v)	V. SALIDA (v)	V. ENTRADA (v)	V. SALIDA (v)
50	2.20	15.00	2.20	5.7
55	2.20	13.00	2.20	5.62
60	2.20	11.50	2.20	5.60

Tabla 1

Tomando como referencia la parte media de la banda de frecuencias como nivel de 0db se calculó la siguiente tabla:

(Tabla No. 2)

	ABIERTO	CON CARGA
$f(Mc/s)$	db.	db.
50	+1.10	+0.92
55	-0.12	+1.12
60	-1.18	+1.12
65	-1.60	+0.94
70	-0.24	+0.38
75	0.00	0.00
80	-1.6	0.00
85	-2.64	-0.26
90	-4.08	-0.98
95	-1.96	-0.92
100	-1.60	-0.80
120	-4.02	-0.68
140	-5.00	-1.32
200	-6.34	-3.42

Tabla 2

Utilizando la tabla No. 2 , se obtuvo el gráfico No. 6 DIA 6 1

En el gráfico No. 6 DIA 6 1 se ha trazado un sector o zona de trabajo de 3db que sería la zona permitida de funcionamiento del amplificador.

Analizando dicho gráfico se pueden sacar las siguientes conclusiones:

1.- El circuito cumple con las condiciones de respuesta a la frecuencia dentro del margen de trabajo impuesto.

Si se toma como referencia la frecuencia media de 75 Mc/s para 0db, notamos que existe un pico máximo de aproximadamente más 1.12 db en los 60 Mc/s. y un mínimo de -0.98 db en los 90 Mc/s., lo que demuestra que en el intervalo de frecuencias de trabajo del amplificador, cuando está cargado con su impedancia característica o sea en condiciones normales de funcionamiento, existe una variación total de 2.10 db, que es inferior a 3.db, cumpliéndose por lo tanto la respuesta a la frecuencia, que fue impuesta en las especificaciones técnicas.

En condición de circuito abierto las características del amplificador desmejoran notablemente. Se nota que la respuesta cae bruscamente de + 1.db a - 1.6 db aproximadamente, en un intervalo de 15 Mc/s. o sea entre 50 y 65 Mc/s., y luego sube bruscamente a - 0.3 db. en 70 Mc/s.

e inmediatamente cae a - 1.5 db en los 80 Mc/s. Esta característica se debe a que el circuito al estar sin carga no trabaja en condiciones normales; reflexiones de la onda en la línea de placa hacen que en ciertas frecuencias se produzcan mínimos y máximos pronunciados debido a la suma y resta de voltajes a lo largo de la red. Sin embargo podemos notar que pueden ser aceptadas sus características en este tipo de conexión hasta aproximadamente los 80 Mc/s.

2.- Analizando la curva de respuesta del amplificador cargado, notamos que este tiene características aceptables hasta aproximadamente los 160 Mc/s, lo que demuestra el magnífico comportamiento del amplificador en esta forma de conexión.

3.- Observando la curva promedio trazada con línea punteada cuando el amplificador está cargado, notamos que este tiene una frecuencia de corte de 3db aproximadamente de 150 Mc/s., lo que demuestra que se cumple la condición que se impuso al diseñar las redes.

4.- La curva promedio trazada en línea de puntos, cuando el amplificador está sin carga indica claramente que la frecuencia de corte de 3 db se ha movido a los 73 Mc/s aproximadamente; esto es debido a que la línea de placa ya no se comporta como línea artificial de longitud infinita, debido a que han variado sus condiciones de carga y por lo tanto debe

variar necesariamente la frecuencia de corte.

a2) Determinación del ancho de banda.-

El arreglo utilizado es el mismo que en el caso anterior sino que ahora se toman lecturas ampliadas en la parte baja de frecuencia saliéndose del margen impuesto al trabajo, Dado el tipo de amplificador la respuesta debe cumplir en mejor forma en este sector.

Con el fin de determinar el ancho de banda total fue necesario realizar las siguientes mediciones:

- 1.- Con el circuito de salida sin carga
- 2.- Con el circuito de salida cargado con la resistencia característica!

Los resultados están recopilados en la tabla No.3 y los valores calculados en la table No.4

Utilizando estos resultados se obtuvieron las curvas dadas en el gráfico No. *o* **DIAG 2**

También en este gráfico se han trazado las zonas de trabajo impuestas para el amplificador.

Haciendo un análisis de dicho gráfico podemos sacar las siguientes conclusiones:

- 1.- El amplificador cumple con el ancho de banda impuesto en el rango de 50 a 100 Mc/s., tanto en circuito abierto como con la salida cargada, si se toma como nivel de referencia

	ABIERTO		CON CARGA	
$f(Mc/s)$	V. ENTRADA (v)	V. SALIDA (v)	V. ENTRADA (v)	V. SALIDA (v)

Tabla 3

	ABIERTO	CON CARGA
$f(Mc/s)$	GANANCIA (db)	GANANCIA (db)

Tabla 4

una frecuencia central de 75 Mc/s.

Si consideramos como nivel de referencia las frecuencias más bajas notamos que para el caso de circuito abierto el punto de menos 3db se encuentra aproximadamente en los 78 Mc/s, por lo que en esta caso el ancho de banda del amplificador está cerca de los 78 Mc/s.

Analizando la curva con su tipo cargado y tomando como referencia la frecuencia más baja notamos que el punto de -3db está en los 160 Mc/s y tomando la curva promedia en los 140 Mc/s; por lo que el ancho de banda excede a las características dmpuestas.

2.- Se nota que el amplificador sin carga puede ser utilizado con -6db hasta una frecuencia de 150 Mc/s y el amplificador cargado hasta los 200 Mc/s.

De lo anterior podemos notar que el amplificador posee características excepcionales en lo que a ancho de banda se refiere, especialmente cuando está cargado. Esta característica puede hacerlo muy útil en diversas aplicaciones.

a3) Determinación de la ganancia.-

Se utilizó el arreglo indicado en la fig. No. 60 y tomando lecturas a la entrada y a la salida con el voltímetro de banda ancha HP- 410 V. , se obtuvo la tabla No. 5

Como se nota en el diagrama del arreglo utilizado al efectuar las mediciones fue necesario utilizar una red de acoplamiento

de banda ancha por lo que necesariamente debe ser resistiva; en vista de los cual introduce una atenuación que es menester tomarlo en cuenta y corregir la ganancia medida del amplificador. Detalles de la red de acoplamiento y del cálculo de la atenuación introducida se dan en el apéndice No. 1-C

Los valores obtenidos y los calculados sin y con la corrección se dan en el cuadro No. 5 **o 7 A-BLA 5**

f (Mc/s)	ABIERTO		CON CARGA	
	GANANCIA SIN CORR. (db)	GANANCIA CORR. (db)	GANANCIA SIN CORR. (db)	GANANCIA CORR. (db)
50	16.66	21.82	7.92	13.08
55	15.44	20.60	8.12	13.28
60	14.38	19.54	8.12	13.28
65	13.96	19.44	7.94	13.10
70	15.32	20.48	7.38	12.54
75	15.56	20.72	7.00	12.16
80	13.96	19.12	7.00	12.16
	12.02	18.08	6.74	11.90

Tabla 5

Los gráficos correspondientes están dados en las figs. Nos. (D146-3)

Analizando estos gráficos se puede notar que la ganancia del amplificador se mantiene dentro de los límites siguientes:

1.- En circuito abierto y utilizando la curva promedia: en los 50 Mc/s la ganancia es aproximadamente de 20.9 db, en los 150 Mc/s la ganancia es de 17.0 db. Por lo tanto la ganancia media será :

$$A \text{ db media} = \frac{20.9 + 17}{2} = 18.95 \text{ db}$$

2.- En circuito cargado y utilizando la curva promedia tenemos que en 50 Mc/s la ganancia es de 13 db y en ciento cincuenta (150) Mc/s. la ganancia es de 11.0 db. Por lo que la ganancia media para este caso es :

$$A \text{ db media} = \frac{13 + 11.0}{2} = 12.00 \text{ db}$$

Podemos ahora comparar con los resultados teóricos calculados. Obtuvimos que la expresión de ganancia general de 1 amplificador distribuido diseñado fue:

$$A = n \times 1/2 \quad n = \text{número de tubos}$$

Utilizamos 13 tubos por lo que

$$A = \frac{13 \times 1}{2} = 13/2$$

$$A \text{ db} = 20 \log 13/2 = 20/4 \times 20 \approx 76.4 \text{ db}$$

En vista de que existe un condensador a la salida del amplificador, para bloquear la corriente continua, la corriente total de placa de los tubos tiene un valor que es igual a la mitad de la corrien-

te por lo que varía la transductancia del tubo a un valor aproximado de 3.000 umhos (de acuerdo a curva dada en los manuales) por lo que en realidad la ganancia es de

$$A = \frac{13 \times 3000 \times 10^{-6} \times 200}{2} = 3.9$$

de donde

$$A_{dB} = 20 \log 3.9 = 11.8 \text{ db}$$

El valor de ganancia medido fue de 12 db en condiciones de carga. Notamos que la diferencia es de aproximadamente de .2db. Esto puede ser debido a que nosotros calculamos utilizando únicamente los valores promedios dados por los fabricantes; sin embargo el resultado puede ser considerado como aceptable; debo hacer notar también que las improvisaciones utilizadas pueden haber hecho variar el resultado obtenido. En cuanto a la ganancia en circuito abierto los resultados únicamente se han puesto en forma ilustrativa, con el fin de tener características de funcionamiento en esta condición.

b) Mediciones en el amplificador de potencia.-

Para realizar las mediciones en este amplificador fue necesario utilizar el siguiente arreglo:

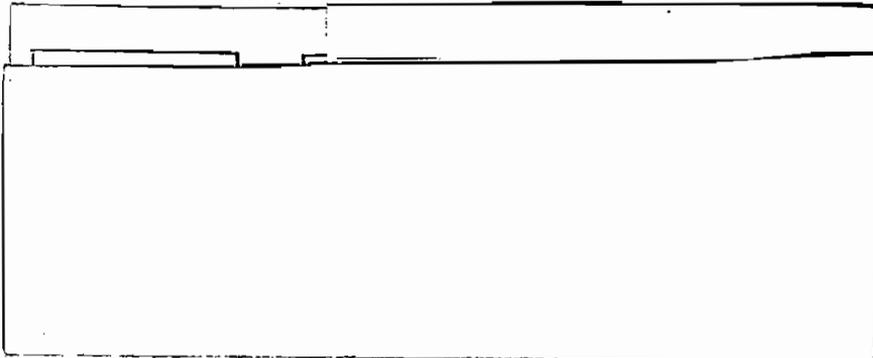


Fig 61

b1) Comprobación y medición de potencia de salida y rendimiento:

Para esto se tomaron lecturas de potencia de salida en diversas frecuencias en la primera banda, manteniendo constante el voltaje de excitación. Se tomaron además lecturas de corriente continua de placa y voltaje de alimentación.

Los valores obtenidos están recopilados en la tabla No. 6 y constan también los valores promedios para realizar los cálculos de comprobación.

VALORES MEDIDOS							VALORES PROMEDIOS		
f (Mc/s)	Psal (w) 1ª MED	Psol (w) 2ª MED	Psal (w) 3ª MED	Iplaca (mA) 1ª MED	Iplaca (mA) 2ª MED	Iplaca (mA) 3ª MED	VALOR PROMEDIO Psal (w)	VALOR PROMEDIO Iplaca (mA)	Voltaje de placa
50.0	3.0	3.8	3.6	40	38	40	3.44	39.3	300
52.0	3.0	3.8	3.5	47	45	43	5.23	44.6	300
54.5	6.2	6.7	6.5	45	43	44	6.46	44.0	300
60.0	7.4	7.2	7.3	46	44	43	7.30	43.9	300
69.0	7.4	7.2	7.4	48	45	43	7.33	45.4	300
72.0	5.0	5.3	5.4	46	43	45	5.23	44.6	300
76.0	5.0	5.4	5.2	40	40	41	5.20	40.4	300
78.0	4.0	4.5	4.8	42	40	38	4.44	40.0	300
VALORES PROMEDIOS GENERALES							5.35	43.0	300

Tabla 6

Los cálculos son los siguientes:

$$\eta_p = \frac{P_{sol}}{P_T}$$

$$P_T = 300 \times 43 \times 10^{-3} = 12.90 \text{ W}$$

$$P_{sol} = 6.35 \text{ W}$$

$$\eta_p = \frac{6.35}{12.9} = 49.2\%$$

Comparando con los valores calculados se nota que la potencia de salida y el rendimiento son mayores a los teóricos. Esto se debe a que los valores empleados para hacer el cálculo teórico son los promedios de la válvula ya que también el Q obtenido en el circuito tanque fue un tanto diferente al calculado. Es debido a esto que aumentó la salida de potencia y el rendimiento.

b2) Ancho de banda del circuito amplificador de potencia.

Se utilizó el arreglo dado en la figura No. 62

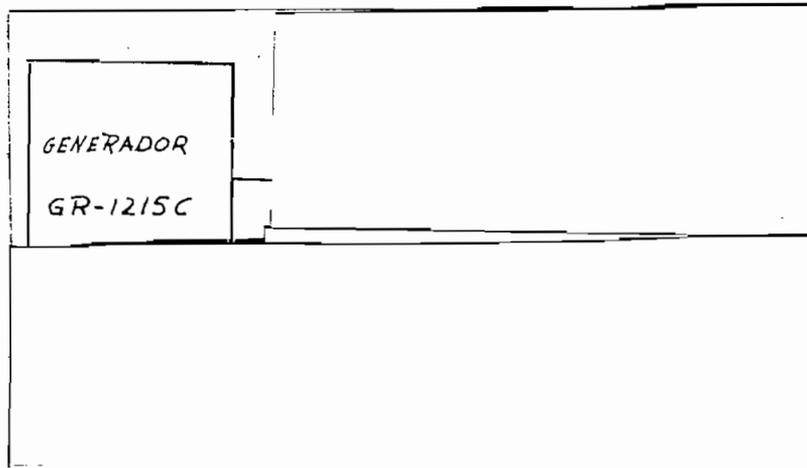


Fig 62

El proceso que se siguió fue el siguiente:

A una frecuencia determinada se sintonizó el amplificador de potencia. Luego fue variada la frecuencia del generador a un lado y a otro de la tomada como central, tratando de mantener constante el voltaje entregado por el generador. Se tomaron lecturas de frecuencia y potencia de salida y con esto se obtuvo el cuadro No. 7 (Tabla)

FRECUENCIA (Mc/s)	POTENCIA DE SALIDA (W)
63.00	3.00
62.60	4.00
61.10	5.00

Tabla 7

Utilizando los valores obtenidos se dibujó la curva que consta en el diagrama No.4

Analizando este diagrama se obtuvo los siguientes anchos de banda:

De estos resultados podemos deducir que se ha cumplido las especificaciones. Sin embargo debo indicar que el ancho de banda para el que fue calculado el amplificador fue de 6 Mc/s sin que se haya cumplido el cálculo exactamente, pues, lo obtenido es de 3.2 Mc/s. Esto es debido a que no se pudo contruir un circuito tanque de acuerdo a los cálculos realizados, pues tuvo que estar sujeto a los materiales existentes en el Laboratorio.

B.- Medición y comprobación de características del aparato en general.-

Se efectuará una sola medición, pues, realizar otras únicamente sería repetir con las mediciones efectuadas en la parte A de este capítulo.

La medición será la de "variación de la potencia de salida con la frecuencia.

Para esta medida se utilizó el arreglo que se da en la Fig.

No. 63

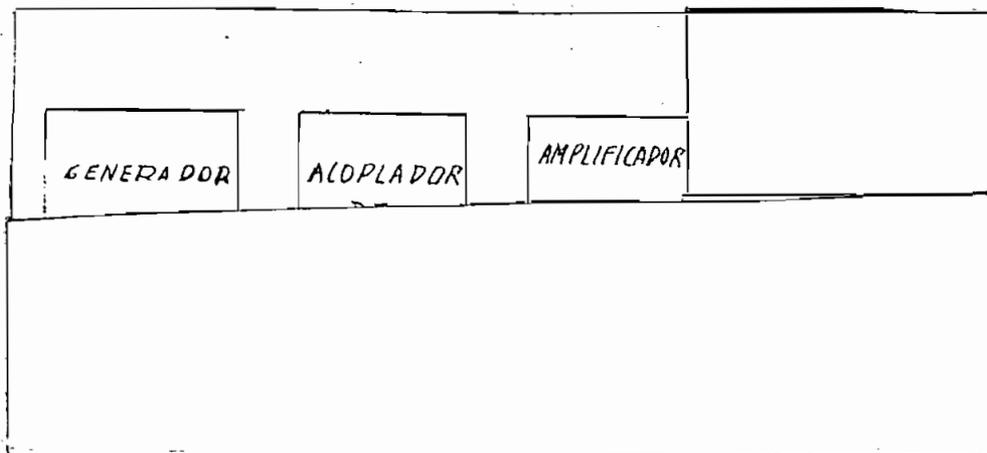


Fig 63

El proceso de medición fue el siguiente:

Manteniendo constante la salida del generador, en todas las frecuencias de medición, se fue sintonizando el amplificador de potencia - en cada una de éstas y al mismo tiempo se tomaron lecturas de potencia de salida y frecuencia.

Se obtuvo la tabla No. 8 y con estos valores se realizó un gráfico de potencia de salida vs. frecuencia el mismo que está dado en el diagrama No.5

FRECUENCIA (Mc/s)	POTENCIA DE SALIDA (W)
50.00	3.80
52.00	3.80
54.50	6.70
60.00	7.20
69.00	7.20
72.00	5.30
76.00	5.40
78.00	4.50

Tabla 8

De este diagrama deducimos que el comportamiento general del aparato es aceptable, pues, mantiene aproximadamente la potencia de salida pedida.

Las mediciones anteriores fueron realizadas en la primera banda. Mediciones en las otras sería una repetición de lo anterior, por lo que no serán efectuadas.

Para finalizar el capítulo debo indicar que fue imposible realizar mediciones de distorsión en vista de que el Laboratorio no cuenta con ningún instrumento para este tipo de mediciones dentro de la banda de frecuencias que fue materia del trabajo.

C A P I T U L O VI

C O N C L U S I O N E S .-

De lo realizado he podido obtener algunas conclusiones y consideraciones que las puede resumir en lo siguiente:

- EXPLICACION Y CONCLUSIONES DEL TEMA DESARROLLADO.
- CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES PARA FUTUROS TRABAJOS TEORICO-
PRACTICOS.

En la parte correspondiente al tema desarrollado, debo indicar que ha sido realizado, tratando de seguir en cuanto ha sido posible las recomendaciones dejadas por el experto de la UNESCO Ing. Enrique Vélez.

La parte teórica se ha efectuado en la forma más sencilla y ha tendido a obtener relaciones y ecuaciones que puedan ser aplicadas fácilmente en el cálculo de los diversos circuitos utilizados. Debo indicar que debido a la falta de información referente a "Amplificación Aditiva", en muchas ocasiones se tuvo que recurrir a deducciones lógicas, las que se hicieron partiendo de la teoría básica de: Circuitos Eléctricos, Líneas de Transmisión, Filtros Eléctricos y Circuitos Electrónicos.

La parte práctica causó innumerables problemas debido a que las frecuencias resultaron sumamente críticas, tanto porque una gran

.....

experiencia en montaje era necesaria, así como por la necesidad de disponer de elementos especiales.

Otros problemas se presentaron debido a la amplia gama de frecuencias de trabajo o más bien rangos de trabajo, lo que dificultó el diseño, obligando a que en muchos casos se resuelvan en forma experimental y de compromiso.

Sin embargo puedo afirmar que los resultados fueron aceptables. En la parte experimental y de mediciones tuve que sortear la dificultad que se me presentó, debido a que el Laboratorio de Electrónica de la Escuela Politécnica Nacional no dispone de los equipos de medición adecuados en el rango de frecuencias escogido, por lo que las pruebas tuvieron que sujetarse solamente a las más indispensables.

Sin embargo creo que demuestran lo deseado.

Como conclusión a la parte teórico-práctica debo indicar que se hizo todo lo posible para llevar a cabo este trabajo en las mejores condiciones dentro de las situaciones críticas presentadas por el tema, así como también de los rangos de frecuencia impuestos, de las limitadas disponibilidades del Laboratorio en lo referente a los aparatos de medición necesarios y también las dificultades del medio.

.....

A través del desarrollo de la presente Tesis, se han obtenido experiencias que pueden considerarse como recomendaciones para futuros trabajos teórico-prácticos que se realicen en el Departamento de Electrónica, Control y Comunicaciones.

Entre las que más sobresalen creo indispensable señalar las siguientes:

- a) Los temas teórico-prácticos deben estar encaminadas a hacer el estudio, diseño y experimentación de circuitos integrantes de un equipo, pero en ningún caso de un equipo completo; con lo cual se ganaría en profundidad y perfección.
- b) Estos temas deberían ser aceptados o sugeridos pensando en las disponibilidades reales del Laboratorio en lo que se refiere a equipos y materiales, pues, de lo contrario, la pérdida de tiempo es excesiva y no se pueden obtener comprobaciones exactas.

.....

- c) Cuando se trate de un tema de diseño de un equipo en su totalidad, su aceptación debería estar condicionada a que éste sea desarrollado por un grupo de personas, es decir sea un tema colectivo.

Finalmente, espero que el presente trabajo sea de utilidad, aprovechando la oportunidad para agradecer a la "Escuela Politécnica Nacional" , Facultad de Ingeniería Eléctrica, Departamento de Electrónica, Control y Comunicaciones, a todas sus Autoridades y Cuerpo Docente, por las facilidades que se me han brindado.

A P E N D I C E I . -

ACOPLAMIENTOS

- a) Circuito para acoplar el amplificador distribuido al amplificador de potencia.

Se utilizó un esquema como el que se indica a continuación:

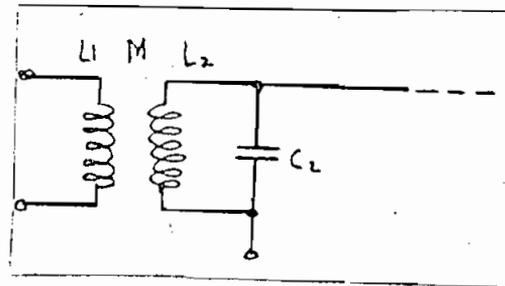


Fig 64

Para analizar dicho circuito supongamos que la impedancia de entrada del tubo de potencia es sumamente grande, entonces - tenemos:

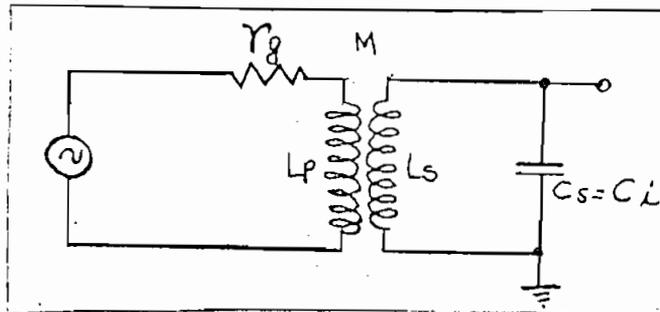


Fig 65

Para que exista máxima transferencia de potencia se debe cumplir con la siguiente condición:

$$X_s = \frac{\omega^2 M^2 X_p}{R_T^2 + X_p^2} \quad \text{y} \quad \omega \cong \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad \text{AI-1}$$

en la que

$$W = f_{REC. RES.}$$

AI-2

b) Circuito para acoplar el circuito tanque a la carga

Se tiene que:

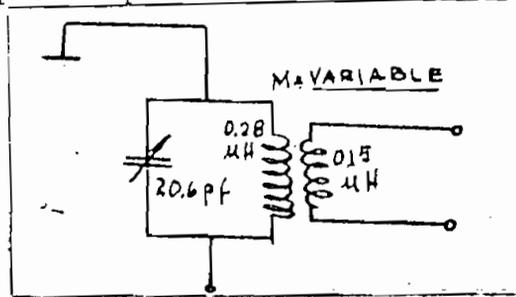


Fig 66

En vista del amplio margen de frecuencias de trabajo, lo que se hizo fue calcular los valores centrales de diseño tanto de C_p como de L_p , utilizando las relaciones dadas en la parte a3 de este apéndice, y sobre éstas se hicieron variaciones "IN SITU" hasta obtener lo deseado.

Los valores fueron:

$$L_p = 0.28 \mu H$$

$$C_p = 20.6 \text{ pf (VARIABLE)}$$

Con el fin de proveer adaptación de impedancias dentro de todo el margen de frecuencia, se proveyó un sistema de variación del factor de acoplamiento y de la inductancia mutua M .

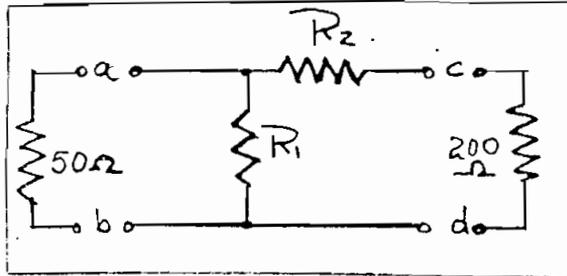
$$L_s \approx 0.15 \mu H$$

$$M = \text{variable}$$

c) Red de acoplamiento de impedancias entre el generador y el amplificador distribuido.

El generador utilizado para alimentar el aparato tiene una impedancia de salida de 50 ohmios y el distribuido una impedancia de entrada de 200 ohmios. Es necesario acoplar los dos en todo el margen de frecuencias, para lo que es imprescindible utilizar una red sin elementos reactivos.

Se usó la siguiente red mostrada en la Fig. No. 67



Se calculó así:

$$R_{ab} = 50 = \frac{(R_2 + 200) R_1}{R_1 + R_2 + 200} \quad \text{y} \quad R_{cd} = 200 = R_2 + \frac{R_1 \times 50}{R_1 + 50}$$

Los resultados fueron:

$$R_1 \cong 70 \Omega \quad R_2 \cong 171 \Omega$$

En la práctica se utilizaron valores normalizados de resistencias lo más cercanos a los calculados.

Esta red presenta una atenuación, la que puede ser calculada de la siguiente manera:

$$db_{at} = 20 \log \frac{V_{cd}}{V_{ab}}$$

AI-3

$$db_{at} = 20 \log \frac{0.2921}{0.544} \cong -5.16 db$$

Este valor será el que debemos tomarlo en cuenta en las pruebas experimentales al calcular la ganancia.

Por lo anterior el diseño fue experimental y tuvo que sujetarse a un sinnúmero de compromisos.

A P E N D I C E 2

Este apéndice es el fruto de la extensa experimentación que fue necesaria hacer en el montaje del aparato hasta que éste funcione correctamente.

Problemas de toda índole tanto con elementos utilizados, así como con técnicas de montaje se presentaron, por ello incluyo en este apéndice algunas consideraciones de toda índole que fueron de mucha utilidad en la práctica.

- RESISTENCIAS-

Es necesario analizar este elemento, pues, es uno de los básicos en circuitos electrónicos.

La resistencia de un conductor, es una función del material, de su longitud, de su sección, de la temperatura, de su forma y de la frecuencia de la corriente que lo atraviesa. La variación de la resistencia es directamente proporcional a la temperatura en ciertos tipos de materiales e inversamente en otros. Debido a esto, es de importancia el saber escoger el tipo de resistencia a utilizarse, especialmente cuando va a ser utilizada en sitios en los que existan variaciones de temperatura y variaciones grandes de corriente circulante.

De acuerdo al tipo de construcción, material, etc., una resistencia puede tener, diversas características de funcionamiento o comportamiento en cuanto a temperatura y a frecuencia. Esto último es de inmensa importancia especialmente cuando ella va a trabajar en circuitos de alta frecuencia y con variaciones grandes de la misma.

Para ilustrar estos cambios, los siguientes gráficos pueden ser de utilidad, y explican por si mismos cual sería su comportamiento.

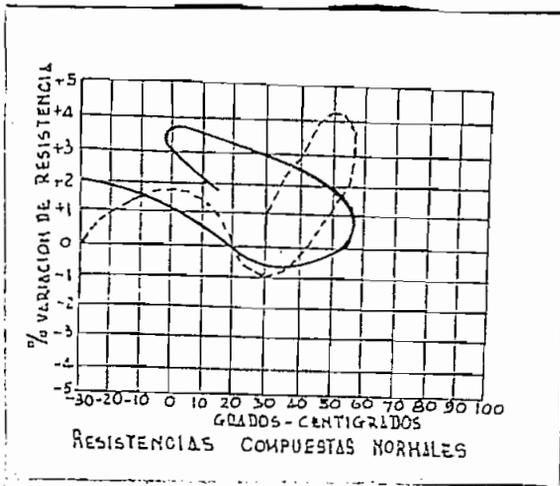


Fig 68

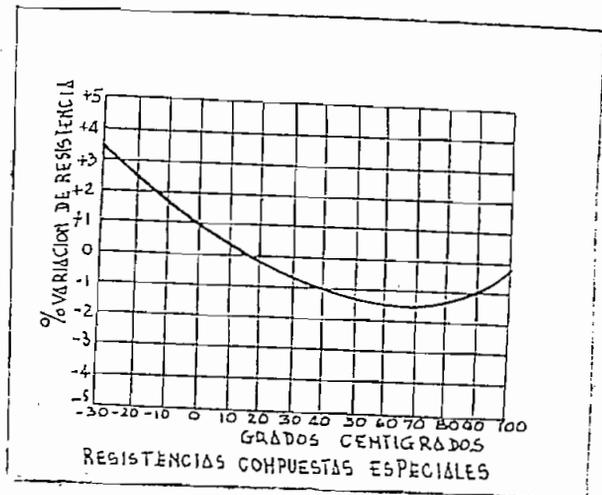


Fig 69

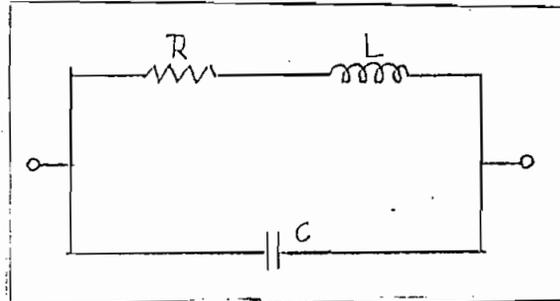
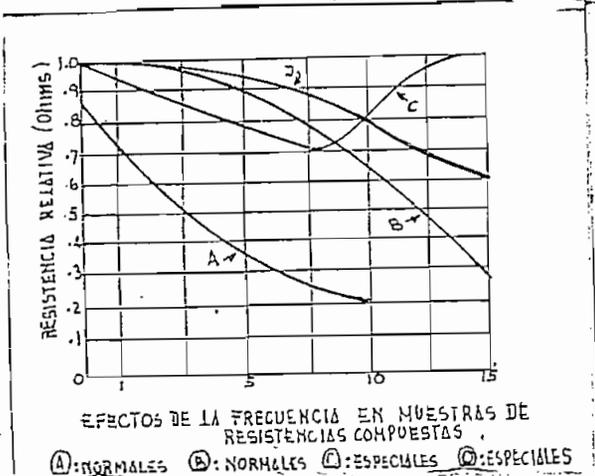


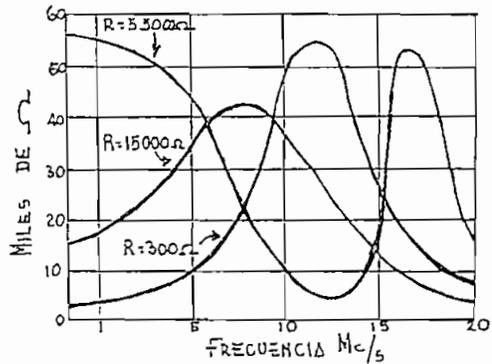
Fig 70



EFFECTOS DE LA FRECUENCIA EN MUESTRAS DE RESISTENCIAS COMPOSTAS.

(A): NORMALES (B): NORMALES (C): ESPECIALES (D): ESPECIALES

Fig 71



CURVAS DE IMPEDANCIA EN RADIO-FRECUENCIA DE RESISTENCIAS BOBINADAS

Fig 72

De lo anterior es fácil notar, que las resistencias se comportan como elementos no lineales con las variaciones de frecuencia y de temperatura. Por ello, es necesario ver la forma de subsanar las dificultades utilizando arreglos especiales y experimentales, o bien utilizando elementos resis-
tivos especialmente diseñados para las diversas aplicaciones que puedan tener.

- CONDENSADORES.-

Otro de los elementos básicos y muy importante en circuitos electrónicos es el condensador.

El circuito equivalente general para el mismo, está dado a continuación:

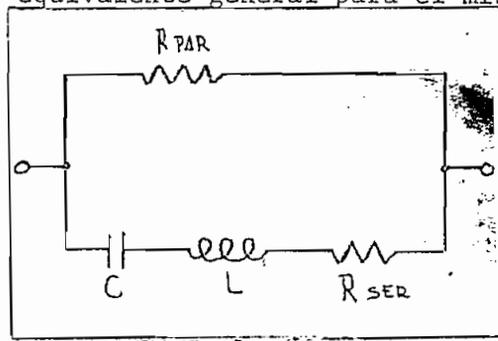


Fig 73

y de éste pueden sacarse varias conclusiones.

Como se nota tiene además de la capacidad propia, elementos resistivos e inductivos los que dependen de los materiales de aislamiento o dieléctrico y de su forma de construcción.

Para ciertas frecuencias pueden despreciarse sus elementos resistivos o de pérdidas y las inductancias parásitas, pero conforme aumenta la frecuencia, los mencionados elementos deberán tomarse en cuenta. Pueden existir resonancias parásitas múltiples, que afectan el buen comportamiento como condensador en un circuito y conforme aumenta la frecuencia y se pasa de la de resonancia propia, disminuye la eficacia como condensador de paso o de desacoplo y en ciertos casos puede llegar a ser nula.

Los de acoplo deben dejar pasar fácilmente las frecuencias de trabajo, o sea la reactancia inductiva que presenten debe ser mínima. Los de desacoplo deben tener aún menor inductancia para que dejen pasar fácilmente los armónicos indeseables a tierra.

Es necesario indicar también que los condensadores tienen sus propias frecuencias de resonancia, las cuales pueden producir dificultades en el funcionamiento de un circuito.

De las características de trabajo de los diferentes tipo de condensadores en función de la frecuencia, se deduce lo siguiente:

- a) Para trabajos en frecuencias de hasta 7 Mc/s los condensadores de papel pueden ser utilizados. Los de mica y cerámicos de uso general hasta unos 50 Mc/s.
- b) Para frecuencias más elevadas, condensadores tipo especial deben utilizarse, tales como: los de cápsula de mica o los condensadores coaxiales de reciente aparición, llamados también "HYPASS" (pasa alto) que actúan como circuitos filtros. Un tipo especial de éstos son los de tipo pasador que se utilizan para pasar señales a través de blindajes.

- CONDUCTORES Y BOBINAS. -

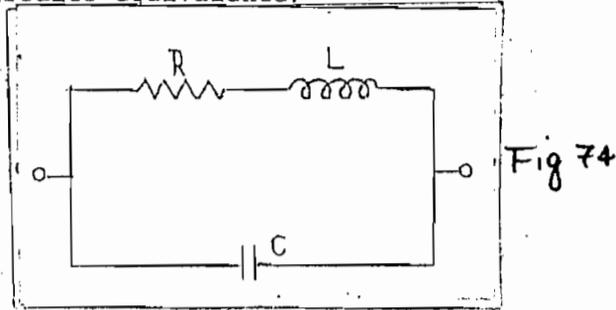
Cualquier longitud de conductor tiene inductancia. Debido a esto, al utilizarlos en conexionado para alta frecuencia es necesario tomar en cuenta que esta inductancia es directamente proporcional a su longitud e inversamente proporcional a su diámetro. Por ello, el conexionado se lo debe realizar con el cable de mayor calibre que se pueda utilizar y de longitud mínima.

Las pérdidas que los conductores producen en altas frecuencias también deben ser tomadas en cuenta. Debido a la distribución de corriente en altas frecuencias (efecto Skin o pelicular) los conductores deben ser los más gruesos y de alta conductividad en su superficie. Cables plateados deben ser utilizados.

Las bobinas para frecuencias elevadas deben ser devanadas con hilos o conductores recubiertos de plata y sobre formas de bajas pérdidas o preferiblemente sin éstas. Su capacidad distribuída debe ser mínima.

- CHOQUES DE RADIO FRECUENCIA.-

Debido a su circuito equivalente:



es fácil darse cuenta que tendrán una frecuencia propia de resonancia. Esta frecuencia debe estar muy por encima de la frecuencia máxima de trabajo, con el fin de que pueda servir como choque. (capacidad distribuída mínima).

Se debe controlar la frecuencia de resonancia de los choques a utilizarse en un circuito para no tener problemas en el normal funcionamiento del mismo.

- TIERRAS.-

Para frecuencias de hasta 30 Mc/s un chasis de montaje puede ser considerado como punto de tierra fija o referencia. En frecuencias superiores y debido a las longitudes de onda pequeñas, sobre él existirán puntos de máximo y mínimo potencial y corriente por lo que ya no pueden ser considerados como tales.

Debido a esto, será necesario utilizar puntos de tierra individuales para cada etapa.

- CAPACIDADES PARASITAS.-

Así se definen las capacidades residuales, que aparecen en paralelo con las diferentes partes que forman el circuito. Estas existen: entre los elementos y el cableado, entre los elementos y chasis, entre cableado y chasis, y los de entrada del tubo en frío y sus variaciones con el aumento de temperatura.

Estas capacidades son importantes y deben ser tomadas en cuenta

Debido a esto, será necesario utilizar puntos de tierra individuales para cada etapa.

- CAPACIDADES PARASITAS. -

Así se definen las capacidades residuales, que aparecen en paralelo con las diferentes partes que forman el circuito. Estas existen: entre los elementos y el cableado, entre los elementos y chasis, entre cableado y chasis, y los de entrada del tubo en frío y sus variaciones con el aumento de temperatura.

Estas capacidades son importantes y deben ser tomadas en cuenta especialmente en altas frecuencias, pues, a más de limitar el margen de frecuencia de un circuito pueden afectar el margen de sintonía de los circuitos puntualizados en la parte elevada de la banda de trabajo.

Reglas fijas para corregir éstas no se pueden dar, sin embargo, las siguientes pueden ser tomadas en cuenta:

- a) Conexiones cortas
- b) Distribución de elementos en forma conveniente, a manera de reducir al mínimo las capacidades.
- c) Utilizar tubos de bajas capacidades interelectrónicas
- d) Procurar que los condensadores de sintonía tengan pequeña capacidad residual con gran variación de capacidad total. (Condensadores placas sumamente grandes, en número pequeño y que queden separadas bastante en la posición de mínima capacidad)

e) Utilizar bobinas de sintonía de baja capacidad distribuida.

- INCONVENIENTES DE LOS AMPLIFICADORES DE CATODO A TIERRA EN
ALTAS FRECUENCIAS. -

Debido a que en este trabajo se utilizó un amplificador de potencia de este tipo, debo indicar algunos de los inconvenientes que presentan.

A medida que aumenta la frecuencia de operación de un tubo con cátodo a tierra, es dificultoso conseguir la neutralización debido a las inductancias de las conexiones de rejilla y placa de las válvulas, En otras palabras el ancho de banda a la que se, puede neutralizar, disminuye con el aumento de una frecuencia, de allí que un amplificador neutralizado a una frecuencia puede salir de neutralización y oscilar. De esto se desprende que en ciertos casos la neutralización deberá ser variable, lo cual es sumamente complicado, dado que, ésta afecta la sintonía en los circuitos de entrada y salida.

- RESONANCIAS Y OSCILACIONES PARASITAS EN AMPLIFICADORES DE RF. -

Resonancias propias de cada uno de los elementos de circuitos y de las conexiones de un amplificador de RF, puede dar lugar a oscilaciones parásitas.

Conexiones de filamento, choques de RF, condensadores, bobinas, resistencias, conductores de alambrado y aún el mismo chasis de montaje, tienen sus propias frecuencias de resonancia y por ello, pueden ser causa de las mencionadas oscilaciones.

Algunas reglas de diseño pueden ser consideradas:

- a) Utilizar elementos especialmente diseñados para trabajar en altas frecuencias;
- b) Aislar cerradamente las diferentes partes del circuito; y,
- c) Utilizar extensa experimentación en el montaje mecánico del amplificador.

Si con todas las precauciones antes indicadas no se consigue un circuito estable, la solución debe buscarse ensayando otros métodos.

- OSCILACIONES DE BAJA FRECUENCIA. -

Estas se producen generalmente en circuitos de potencia, en los que los choques de placa y reja se acoplan a través de las capacidades interelectrónicas y entran en oscilación.

En las siguientes figuras se dan algunas formas de circuitos de RF y la manera de subsanar o eliminar las oscilaciones de este tipo.

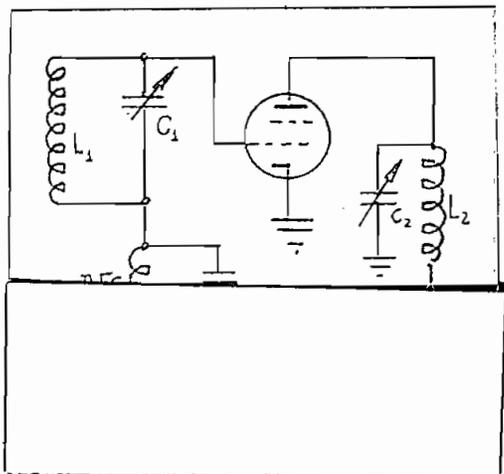


Fig 75

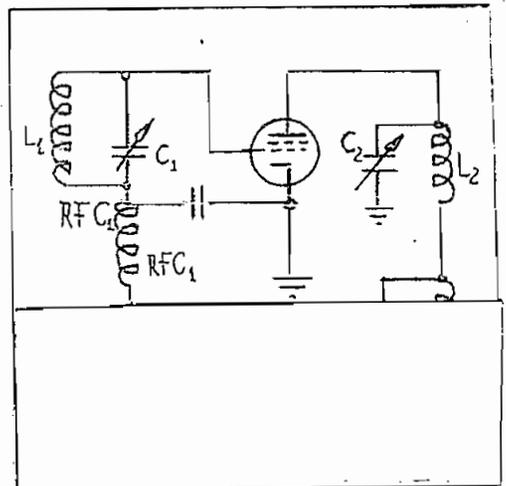


Fig 76

Lo que se puede hacer para solucionar ésto, a más de lo indicado en los gráficos es:

- a) Cambiar el tipo de choque en placa o reja;
- b) Quitar el choque de reja y sustituirlo por una resistencia devanada de alambre; y,
- c) Si la oscilación se produce en el circuito de pantalla - (especialmente en tetrodos), se debe colocar un choque de audio en paralelo con una resistencia y el conjunto en serie con la alimentación de pantalla.

- OSCILACIONES DE ALTA FRECUENCIA. -

Estas son difíciles de localizar, ya que su frecuencia suele ser sólo moderadamente más elevada que la de funcionamiento del circuito.

Se pueden eliminar éstas, si la frecuencia máxima de funcionamiento del circuito es apreciablemente menor que el de las oscilaciones parásitas, en caso contrario su eliminación requiere el sacrificio de la potencia de salida, de la sensibilidad de la etapa o de ambas cosas.

Se dan a continuación algunos de los ejemplos típicos de su presión de oscilaciones parásitas de HF en pasos de potencia con tetrodos:

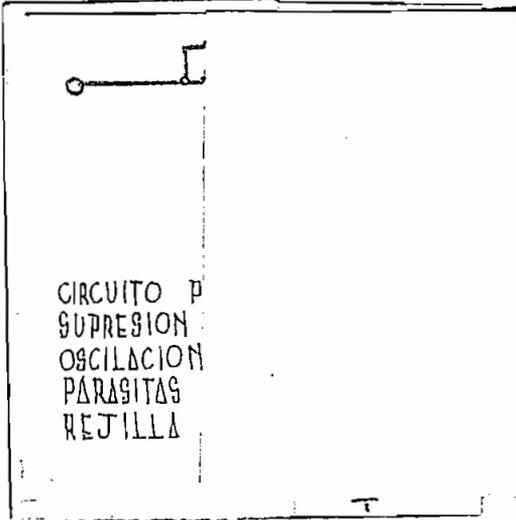


Fig 77

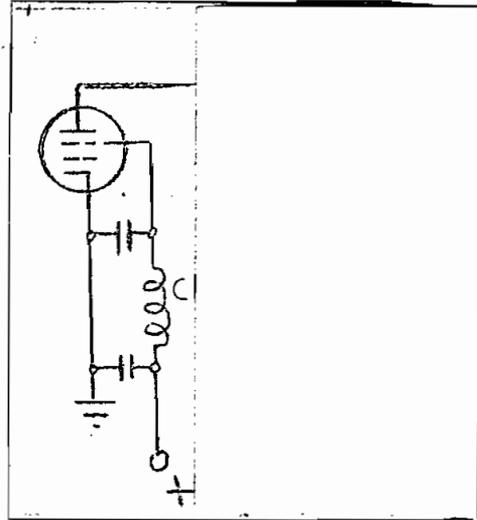


Fig 78

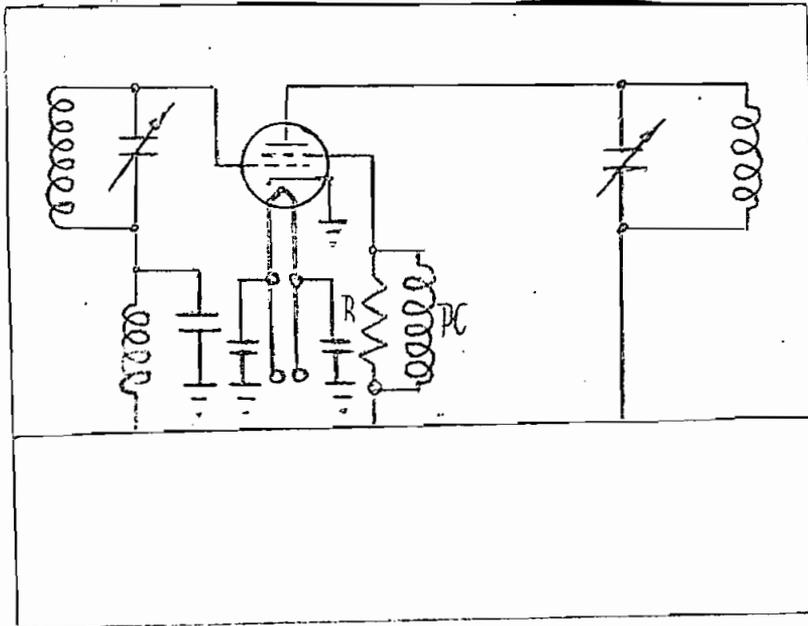


Fig 79

REFERENCIAS.-

- 1) "Electric Transmission Lines"; Skilling; Cap. 10; (Ecuac. 10-43).
- 2) "Ingeniería de Comunicaciones"; W.L. Everitt; Cap. VI; (Ecuac. 31a y 31b).
- 3) "Líneas de Transmisión y Filtros Eléctricos"; John J. Karakash; Sección Tercera; Parte 3-08.
- 4) "Electronic Designers Handbook"; Landee; Cap. 16; Pág. 16-11.
- 5) "Ingeniería de Comunicaciones"; W.L. Everitt; Cap. VI; Pág. 183 Ecuac. 37.
- 6) "Distributed Amplifiers"; B. Murphy; Wirelées Engr.; Vol. 30; Pág. 39-47; Febrero de 1.953.
- 7) "Electronic Designers Handbook"; Landee; Cap. 3; Sección 3-8d.
- 8) "Electronic Designers Handbook"; Landee; Cap. 3; Sección 3-8c.
- 9) "Ingeniería Electrónica y de Radio"; F.E. Terman; Cap. XX; Pág. 706.

B I B L I O G R A F I A . -

A. - LIBROS:

- 1) Everitt William Littell; "Ingeniería de Comunicaciones"; Buenos Aires; Arbó Editores -1947.
- 2) Hurtado M. Marco; "Estudio teórico básico de los Filtros Eléctricos y su comprobación experimental"; Quito; Escuela Politécnica Nacional -1963 (Tesis de Grado).
- 3) Karakash J. John; "Línea de Transmisión y Filtros Eléctricos"; Barcelona; Buenos Aires; México; Editorial Reverté S.A. -1960.
- 4) Landee R.W.; Davis D.; Albrcht A.; "Electronic Designers - Handbook"; New York; Mc Graw-Hill Book Company -1957.
- 5) Orr William; "The Radio Handbook"; Indiana; Editors and Engineers Ltd. -1962.
- 6) Ryder John D.; "Electrónica, Fundamentos y Aplicaciones"; Madrid; Editorial Aguilar -1962.
- 7) Skilling Hugh Hildreth; "Electric Transmission Lines"; New York; Mc Graw-Hill Book Company -1951!
- 8) Terman Frederick Emmons; "Ingeniería Electrónica y de Radio"; Buenos Aires; Arbó Editores -1957.
- 9) Valley George; Wallman Henry; "Vacuum Tube Amplifiers"; New York; Mc Graw-Hill Book Company -1948.

B. - REVISTAS:

- 1) Horton W.; Jasberg J.; Jerre D.; Proceedings of the I.R.E.; "Distributed Amplifiers: Practical Considerations and Experimental Results"; Vol. 38; Pág. 748; U.S.A.; Julio 1950.

- 2) Payne Delmar; Proceeding of the I.R.E.; "Distributed Amplifiers Theory"; Vol. 41; Pág. 759; U.S.A.; Junio 1953.