



Unidad temática 6: Tema 1

AMPLIFICADORES SINTONIZADOS DE GRAN SEÑAL CLASE "C"

APUNTE TEÓRICO

Profesor: Ing. Aníbal Laquidara.
J.T.P.: Ing. Isidoro Pablo Perez.
Ay. Diplomado: Ing. Carlos Díaz.
Ay. Diplomado: Ing. Alejandro Giordana
Ay. Alumno: Sr. Nicolás Ibáñez.

URL: <http://www.ing.unlp.edu.ar/electrotecnia/electronicos2/>

1- FACTORES A TENER EN CUENTA PARA EL ANÁLISIS Y CÁLCULO DE ETAPAS AMPLIFICADORAS.

Introducción.-

La función de cualquier sistema de comunicaciones, es el de transmitir información. Cuando se utiliza la atmósfera como medio de transmisión, los circuitos amplificadores sintonizados de gran señal son fundamentales para proveer la potencia a la antena (elemento radiante) que representa la carga del amplificador de potencia, como puede observarse en el diagrama en bloques de un transmisor. (Fig. 1).

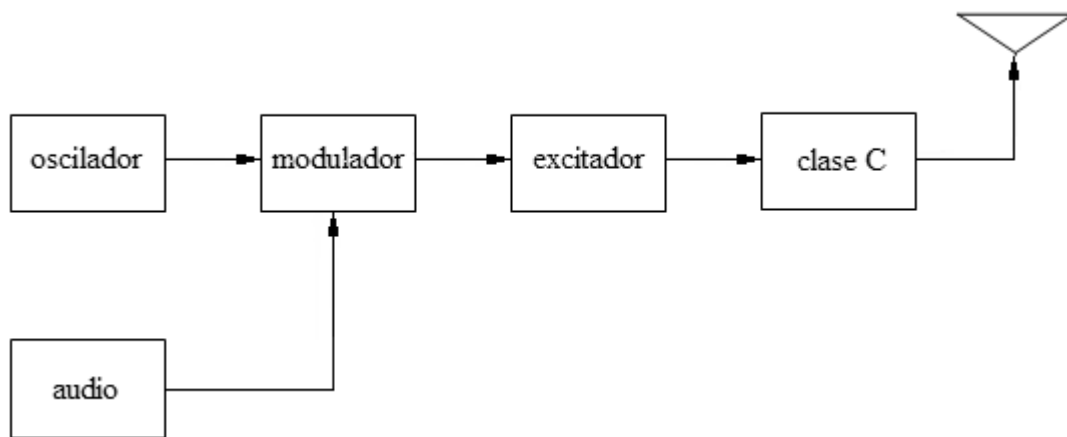


Fig. 1

a) Clases de operación.-

Las **clases de operación** de funcionamiento de un amplificador, tiene que ver con la porción de señal de entrada, durante la cuál se verifica la circulación de corriente de salida. En clase A, el requisito es que haya circulación de corriente durante los 360° de la señal de entrada, en cambio en clase C, existirán pulsos de corriente durante períodos menores de 180° (Fig.1-1).

La clase de operación es independiente del dispositivo utilizado; lo significativo está referido a la linealidad del amplificador. Es por ello, que solo operando en clase A, un amplificador entrega una reproducción exacta de la señal de entrada.

Cuando se desea aumentar sustancialmente la potencia de salida de una etapa amplificadora, los valores de la señal amplificada, tanto de tensión como de corriente, se hacen comparables a los de polarización; es decir que la tensión colector-emisor V_{ce} , excursiona sobre la recta de carga desde el eje de tensión al de corriente.

Los tipos de Clase de Operación son los que se detallan a continuación (fig. 1.1):

-Clase A:

El ángulo de conducción es $\Theta = 360^\circ$; por tanto una etapa operando en esta clase reproduce a la salida exactamente la señal de entrada sin deformación.

Estas etapas se caracterizan por su gran linealidad, se utilizan en circuitos de bajo nivel de señal y en circuitos de potencia de banda ancha (TV). Esta linealidad se logra sacrificando rendimiento ya que éste puede llegar a un máximo teórico del 50%.

-Clase A-B:

El ángulo de conducción es $180^\circ < \Theta < 360^\circ$. En razón de que la conducción no es de 360° esta etapa es alineal, pues reproduce una porción de la señal de entrada que abarca más de medio ciclo. El rendimiento teórico varía entre un 50% y un 75%, según el ángulo de conducción se acerque a π o 2π .

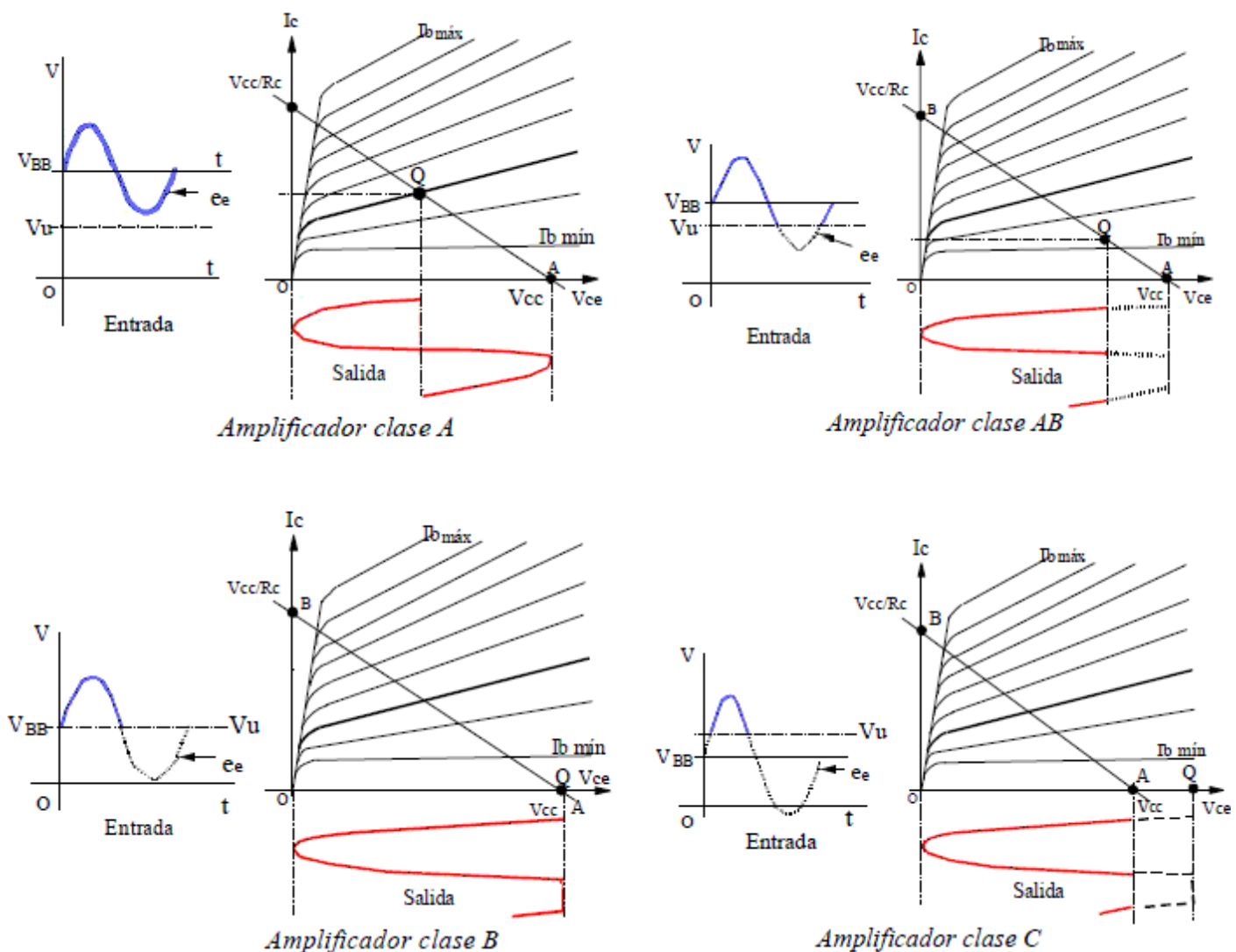


Fig. 1.1

-Clase B:

El ángulo de conducción es $\Theta = 180^\circ$, exactamente medio ciclo; por tanto la etapa es alineal siendo su rendimiento del 75%.

-Clase C:

El ángulo de conducción es $\Theta < 180^\circ$ apareciendo a la salida solamente una porción del semiciclo de la señal de entrada. La etapa se caracteriza por una gran alinealidad y un elevado rendimiento, cuyo máximo teórico llega al 100%.

b) Amplificadores de potencia.-

Con el aumento de potencia de salida (o potencia en la carga), comienza a tener importancia, el rendimiento, la potencia disipada por el dispositivo y la distorsión; de hecho esto último, hace que resulte imposible (por ejemplo) la utilización de una sola etapa clase B, como amplificador lineal, debido a que solo medio ciclo de la señal de entrada es amplificada, es necesario entonces emplear configuraciones especiales como Push-Pull o par complementario para obtener una reproducción total de la señal de entrada, pero que no eliminan los armónicos generados por la alinealidad de los dispositivos utilizados.

En los circuitos de RF, la utilización de circuitos sintonizados como carga, permitiría la eliminación de los armónicos, puesto que el tanque, actúa como un filtro pasabanda y si es correctamente sintonizado y es de alto Q se lograría dejar pasar la frecuencia fundamental, atenuando fuertemente a partir del primer armónico.

Atento a que en amplificador clase C, existirán **pulsos** de corriente en la salida durante períodos menores a medio ciclo de la señal de entrada, queda claro que de ninguna manera podrá ser utilizado como un amplificador lineal (parte de la señal no será amplificada). Sin embargo un típico amplificador sintonizado de gran señal, es aquel que funciona en clase C; la corriente de colector, placa o drain es un tren de pulsos, cuya frecuencia es igual a la de la señal de entrada y como su carga es un circuito sintonizado, se obtiene una señal "**sinusoidal**" de amplitud constante y frecuencia igual a la de la señal de entrada.

Una de las aplicaciones de este tipo de amplificadores, es en el campo de las comunicaciones, normalmente como generadores de frecuencia portadora en transmisores de AM o conformando la etapa de salida de transmisores de FM.

Como ya se ha expresado, el "**rendimiento**", tiene suma importancia en los amplificadores de potencia y la razón de que no todos los amplificadores trabajen en clase A, es debido a que el máximo rendimiento teórico es del 50%, en comparación, el rendimiento que puede alcanzarse en clase C puede variar aproximadamente entre un 80 % a un máximo teórico del 100 %.

c) Consideraciones para la selección de los dispositivos, a utilizarse en amplificadores clase C.

Los niveles de potencia de salida, determinan no solo que dispositivos sean utilizados, sino como encarar al análisis y cálculo de una etapa clase C. Considerando que una emisora de AM comercial de buen nivel, maneja potencias del orden de 50 Kw. o más y que las FM pueden estar entre 10 KW. a 25 KW., está claro que la potencia determinará la utilización de semiconductores o válvulas de vacío.

Si bien el tipo de clase operación es independiente del dispositivo utilizado, los criterios para el diseño de etapas amplificadoras son diferentes según se utilicen semiconductores o válvulas de vacío.

A continuación efectuaremos algunas consideraciones que nos servirán a modo de aproximación al tema que estamos abordando:

- Los transistores de juntura quedan excluidos en razón de que es antieconómica y tecnológicamente inadecuada la suma de etapas clase C constituidas por este tipo de dispositivos para obtener esos niveles de potencia.

-Las etapas valvulares trabajando en clase C son adecuadas para estos niveles, tanto en AM, FM o SSB, independientemente del método adoptado para modular la portadora.

-Otra alternativa, muy utilizada en la actualidad, es la utilización de transistores de canal no ya en clase C sino en clase D (switching), tanto en AM como en FM, ya que la suma de módulos de potencia de alrededor de 1 kW resulta relativamente sencilla y es operativamente sumamente eficaz, teniendo en cuenta el altísimo rendimiento real de esta clase.

Realizaremos algunas consideraciones de amplificadores de potencia **que no trabajan en Clase C**: es el caso de los amplificadores de potencia que se utilizan en transmisores de TV.

Estos amplificadores deben cumplir dos condiciones fundamentales:

- Gran linealidad
- Gran ancho de banda.

Solamente etapas Clase A pueden satisfacer ambos requisitos simultáneamente, teniendo necesariamente que sacrificar el rendimiento debido al tipo de clase de operación.

Para visualizar la importancia de la exigencia de ancho de banda analizaremos comparativamente qué relación existe entre el BW en AM, FM y TV. El peor caso sería el de los canales mas bajos de cada servicio:

SERVICIO	Fp	BW	BW/Fp (%)
TV	Ch .2(55.25MHz)	6 MHz	10,85%
AM	540 kHz	20 kHz	3,7%
FM	88.5 MHz	150 kHz	0,17%

d) Relaciones de tensión, corriente y potencia en etapa amplificadora clase C.

Las relaciones de tensión y corriente que se verifican en el amplificador clase C se comprenden fácilmente considerando los oscilogramas de la Fig. 1-2. La tensión en realidad aplicada a la reja de la válvula está formada por la polarización de la reja E_c más la tensión de excitación e_g . Lo normal es que la reja llegue a ser positiva en la cresta del ciclo de la señal y que, en consecuencia, aparezca cierta corriente de reja. La tensión que aparece en la placa de la válvula es la tensión de la fuente de placa E_B menos la caída de tensión alterna e_L que se produce en la impedancia de carga; esta tensión total tiene la forma de onda representada en la Fig. 1-2b. Las relaciones de fase son tales que la mínima tensión de placa E_{pmin} y la máxima tensión de reja E_{gmax} ocurren simultáneamente. Las componentes alterna de las tensiones de reja y de placa son siempre senoidales, porque se desarrollan a través de circuitos resonantes.

Las corrientes de placa y de reja, i_p e i_g , respectivamente, que circulan en un instante cualquiera, son el resultado de la acción combinada de los potenciales de placa y de reja, e_p y e_g , respectivamente, que obran en ese instante, y pueden por lo tanto ser determinadas a partir de esos potenciales y con ayuda de un juego de características de la válvula que se extienda a la región correspondiente a las tensiones positivas de reja. La corriente de placa adopta la forma de un pulso que se extiende sobre un ángulo eléctrico q_p , menor que medio ciclo. La corriente de reja aparece sólo cuando la reja es positiva. La suma ($i_p + i_g$) de las corrientes instantáneas de placa y de reja representa la corriente espacial total de la válvula, o emitida por el cátodo, y alcanza siempre su valor de cresta I_m en el instante en que los potenciales de la placa y de reja son respectivamente $E_{p_{min}}$ y $E_{g_{max}}$, como lo muestra la Fig. 1-2b. El valor medio de la corriente de placa, extendido sobre un ciclo completo, representa la corriente continua I_B que se toma de la fuente de alimentación E_B . El valor medio del pulso de corriente de reja, extendido también a un ciclo completo, es asimismo la corriente continua de reja, I_g que podría medirse intercalando un miliamperímetro en el circuito de reja.

e) Potencia y rendimiento.

La potencia entregada al amplificador por la fuente de alimentación de placa es, en cada instante, el producto de la corriente instantánea de placa por la tensión de la fuente E_b ; varía, por lo tanto, de igual manera que la corriente instantánea de placa. Parte de esta potencia de entrada a la placa es absorbida por el circuito sintonizado y representa potencia de salida útil, mientras que el resto es disipado en placa de la válvula. En un instante cualquiera, la repartición de energía total entre el circuito sintonizado y la válvula, está en proporción con las respectivas caídas de tensión en el circuito sintonizado y en la válvula. Así, la pérdida en placa es en cualquier instante igual al producto de la corriente instantánea de placa multiplicada por la tensión instantánea de placa, lo que está representado por la zona sombreada de la Fig. 1-2g. La zona no sombreada, debajo de la curva de potencia total de esta figura, representa la energía entregada al circuito sintonizado y que produce potencia útil en la salida. Las potencias medias de entrada, de salida, y de disipación en la placa, se obtienen promediando los valores instantáneos de la Fig. 1-2g sobre un ciclo completo.

El alto rendimiento del amplificador clase C, puede interpretarse partiendo del hecho de que la corriente de placa sólo circula cuando la tensión instantánea de placa es baja; es decir, E_B suministra energía al amplificador sólo en condiciones en que la mayor parte de esa energía es absorbida por el circuito sintonizado. Atendiendo a la forma de variación de la diferencia de potencial entre placa y cátodo durante un ciclo (Fig. 1-2b), **el rendimiento de placa es mayor cuanto menor sea, la fracción del ciclo durante la cuál se verifique circulación de corriente de placa.** Si la duración del flujo de corriente es muy pequeña, sólo circulará corriente de placa, cuando la tensión de placa es la más baja; el rendimiento es entonces muy alto y se acerca al 100 por ciento si $E_{p_{min}}$ tiende a cero. No obstante, el hacer chico el ángulo de circulación de corriente, reduce la potencia total entregada al amplificador y por ende disminuye también la potencia útil de salida; en síntesis, un alto rendimiento no se condice con altos niveles de potencia en la carga. En consecuencia, en la práctica, es preciso llegar a una situación de compromiso entre **alto rendimiento** (baja potencia disipada por el dispositivo) y **alta potencia de salida**. Es corriente obtener un funcionamiento razonable con ángulos de circulación comprendidos entre 120° y 150° , lo que corresponde a rendimientos prácticos del 80% al 60%.

La potencia requerida para que la reja, tome valores positivos, y de este modo el amplificador funcione en clase C, es provista por la señal alterna aplicada a ese electrodo, con lo cuál parte de la energía de la señal de excitación se gasta en calor en la reja y el resto en el circuito de polarización (Fig. 1-2h).

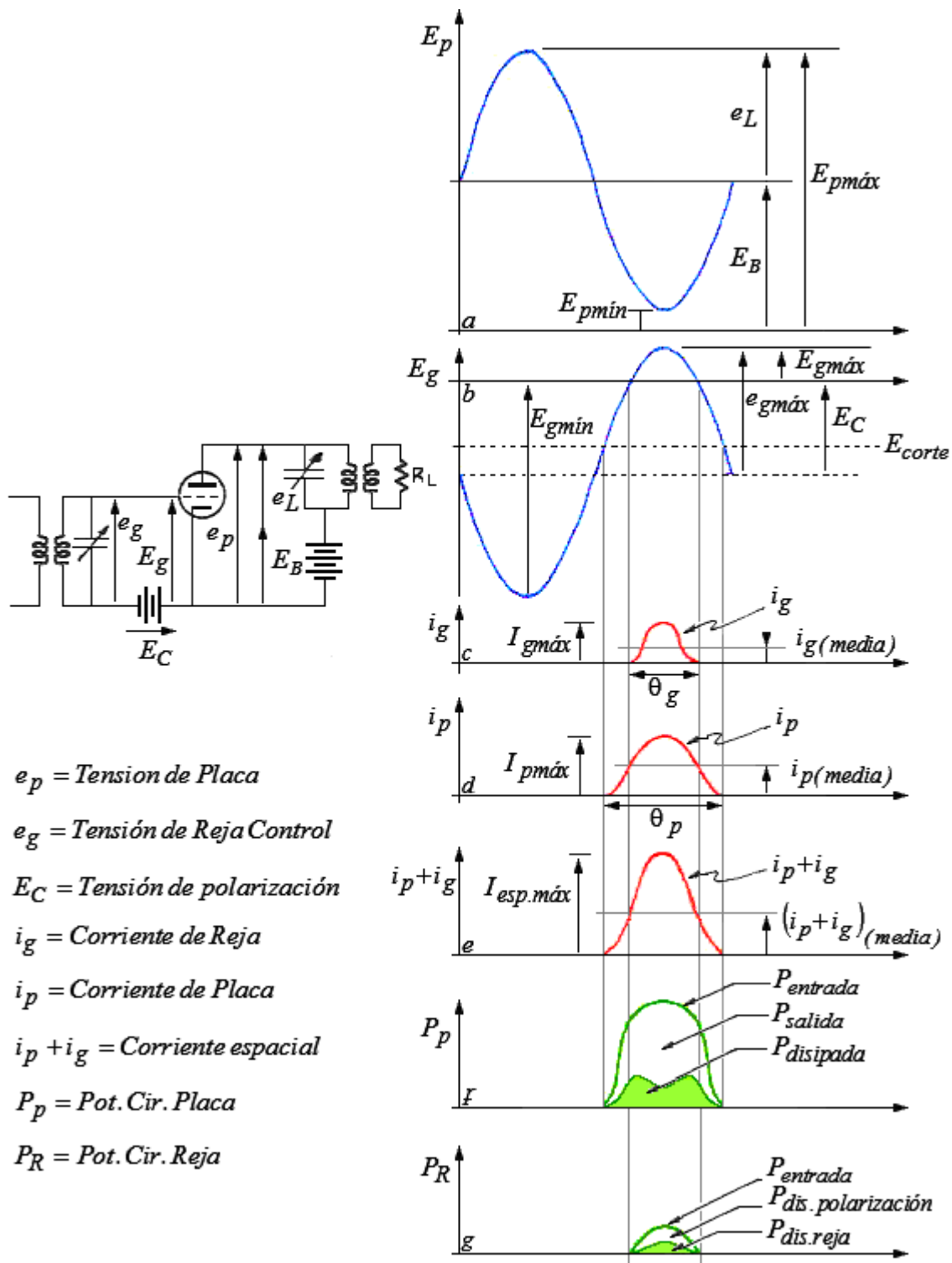


Fig 1-2

2- CALCULO GRAFICO DE UN AMPLIFICADOR CLASE "C".

Para el cálculo aproximado de un amplificador clase C de baja potencia se puede utilizar el método aproximado o de Terman que es un método semigráfico, basado en utilización de la ley de Child y de las curvas de corriente constante.

Cuando los niveles de potencia de salida aumentan considerablemente, la utilización del método aproximado (Método Terman) pierde vigencia, y es conveniente entonces recurrir a métodos que garanticen valores con menor nivel de errores.

El método gráfico que desarrollaremos a continuación representa un cálculo mucho más preciso y por ello puede decirse que representa el "método exacto", para el diseño de amplificadores clase "C".

Debido a la no linealidad entre la corriente de placa y la tensión reja, para este cálculo se utilizarán, solo las curvas características de corriente constantes. De igual modo que en métodos anteriormente desarrollados, se buscará encontrar los valores de corriente media y corriente pico fundamental (tanto de placa, como de reja y pantalla), pero en este caso a través de un método gráfico, como el de la integración gráfica, con lo cual es conveniente una revisión de estos conceptos. Para integrar el área que se encuentra debajo una curva, por ejemplo los pulsos de corriente de placa, se divide la base del área en una serie de incrementos uniformes que en nuestro caso serán ángulos de 15° o $\pi / 12$.

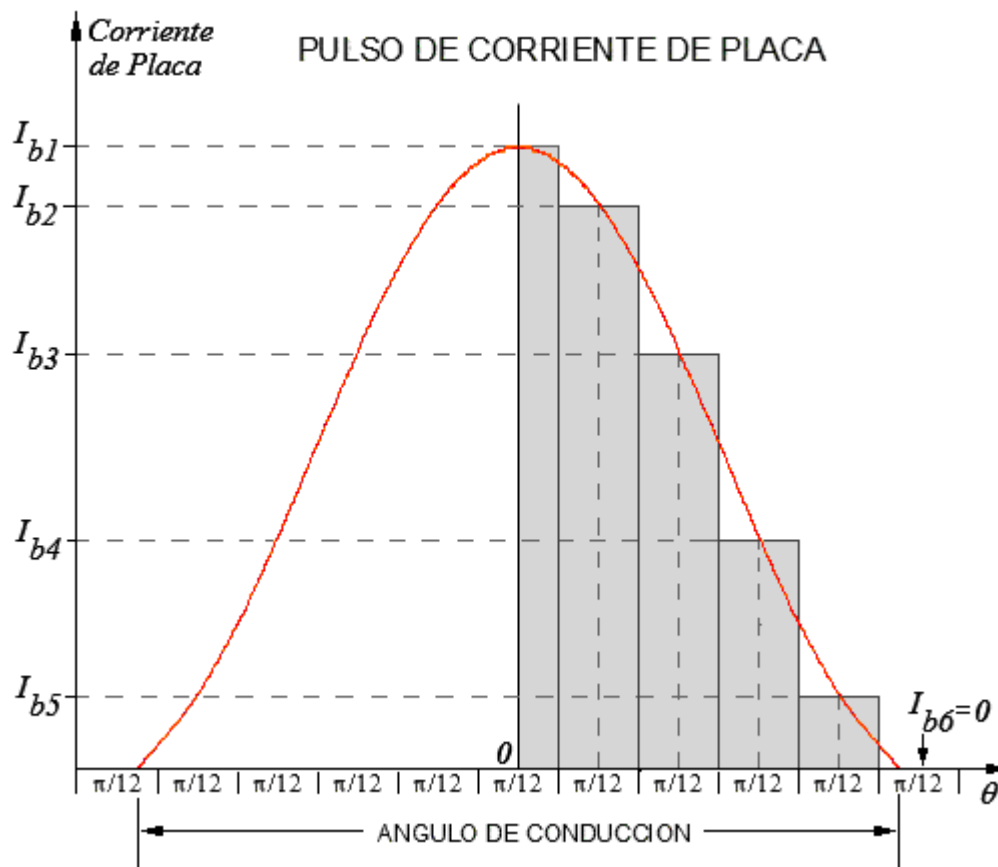


Fig. 1-3.

El análisis de Fourier de un pulso de corriente, como lo muestra Fig. 1-3, para el **valor medio (de c-c)** está dado por

$$A_o = 1/T \int_0^T f(x) dx \quad \text{por tanto} \quad I_{bo} = 1/2p \int_0^{2p} i_b dq$$

$$I_{bo} = 1/2p \left(\int_0^p i_b dq + \int_p^{2p} i_b dq \right)$$

Teniendo en cuenta que el pulso de corriente tiene una duración menor que medio ciclo

$$\int_0^p i_b dq = 0 \quad \text{resultando} \quad I_{bo} = 1/2p \int_p^{2p} i_b dq$$

Además, como el pulso de corriente es simétrico, podemos realizar un cambio en el origen del eje de q .

$$I_{bo} = \frac{1}{2p} \int_{-p/2}^{p/2} i_b dq = 2 \cdot \frac{1}{2p} \int_0^{p/2} i_b dq = \frac{1}{p} \int_0^{p/2} i_b dq$$

Como dijimos anteriormente adoptamos subintervalos $\Delta q = p/12$, siendo $I_{b1}, I_{b2}, \dots, I_{b6}$ los valores de i_b en el centro de cada subintervalo; de esta forma la integración gráfica resulta:

$$I_{bo} = \frac{1}{p} \cdot \frac{p}{12} \left[\frac{I_{b1}}{2} + I_{b2} + \dots + I_{b6} \right]$$

$$I_{bo} = 1/12 [I_{b1}/2 + I_{b2} + I_{b3} + I_{b3} + I_{b4} + I_{b5} + I_{b6}]$$

Para el cálculo del valor **pico de la componente de primera armónica** de la corriente de placa, los coeficientes I_{bi} de Fourier se expresan como

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \cdot \cos\left(\frac{np\pi x}{T}\right) dx$$

En nuestro caso como la integración en un semiciclo es nula resulta:

$$I_{b1^\circ} = \frac{1}{p} \int_{-p}^p i_{b1^\circ} \cos q dq = \frac{1}{p} \int_0^p i_{b1^\circ} \cos q dq$$

$$I_{bi} = \frac{2}{p} \int_0^{p/2} i_{bi} \cos q dq$$

Reemplazando los valores de los incrementos de q :

$$I_{b1^\circ} = \frac{2}{p} \frac{p}{12} \left(I_{b1} \frac{\cos 0^\circ}{2} + I_{b2} \cos 15^\circ + I_{b3} \cos 30^\circ + I_{b4} \cos 45^\circ + I_{b5} \cos 60^\circ + I_{b6} \cos 75^\circ \right)$$

$$I_{b1^\circ} = \frac{1}{12} [I_{b1} + 2 I_{b2} \cdot 0,97 + 2 I_{b3} \cdot 0,87 + 2 I_{b4} \cdot 0,70 + 2 I_{b5} \cdot 0,5 + 2 I_{b6} \cdot 0,26]$$

$$I_{b1} = \frac{1}{12} (I_{b1} + 1,93 I_{b2} + 1,73 I_{b3} + 1,41 I_{b4} + I_{b5} + 0,52 I_{b6})$$

Ahora sólo queda determinar los valores de las corrientes, a través de las **curvas de corriente constante** para lo cual se utiliza una plantilla transparente como la de la Fig.1-4;

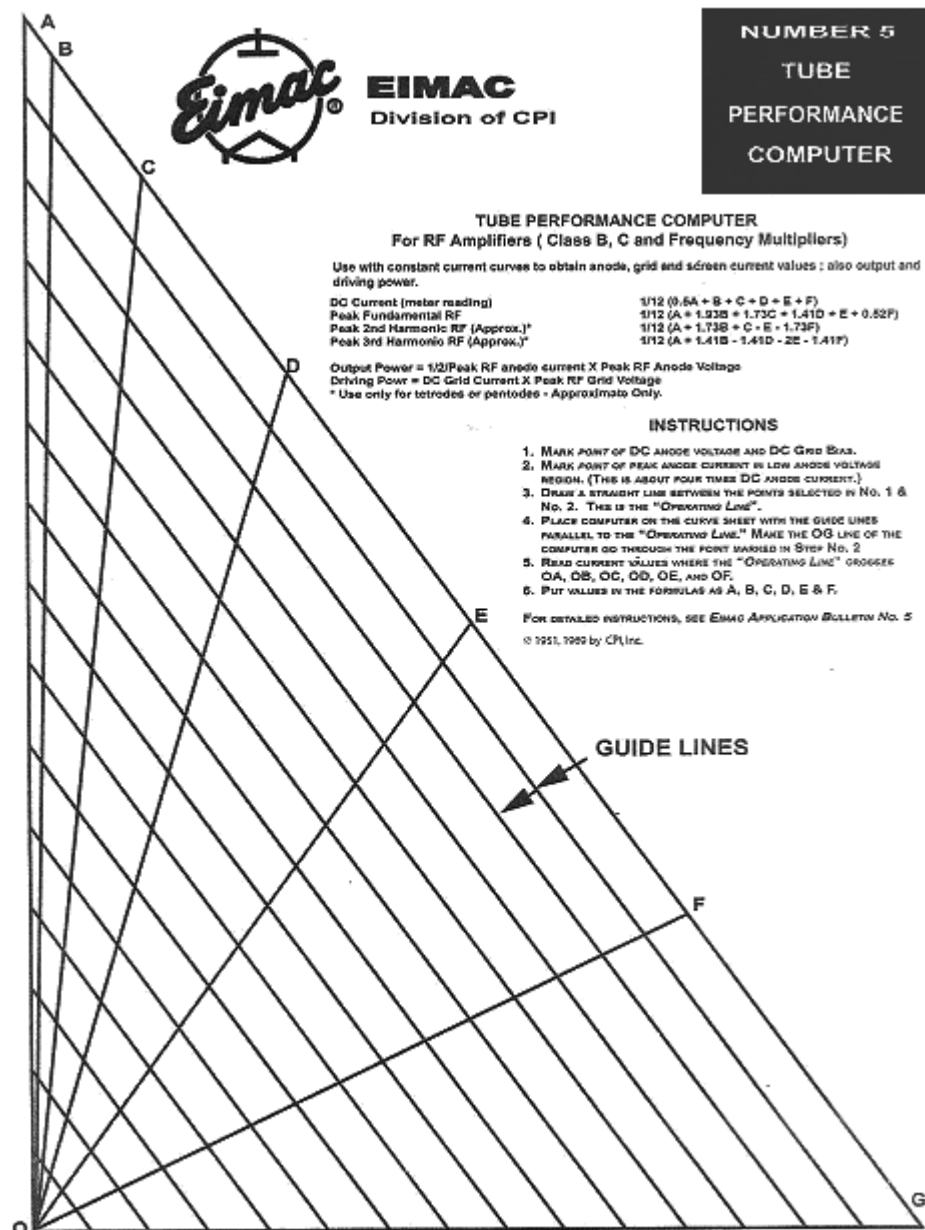


Fig 1-4

Previamente hay que trazar la recta de operación sobre las características de la válvula que consiste en especificar los puntos 1 y 2 de la Fig 1-5.

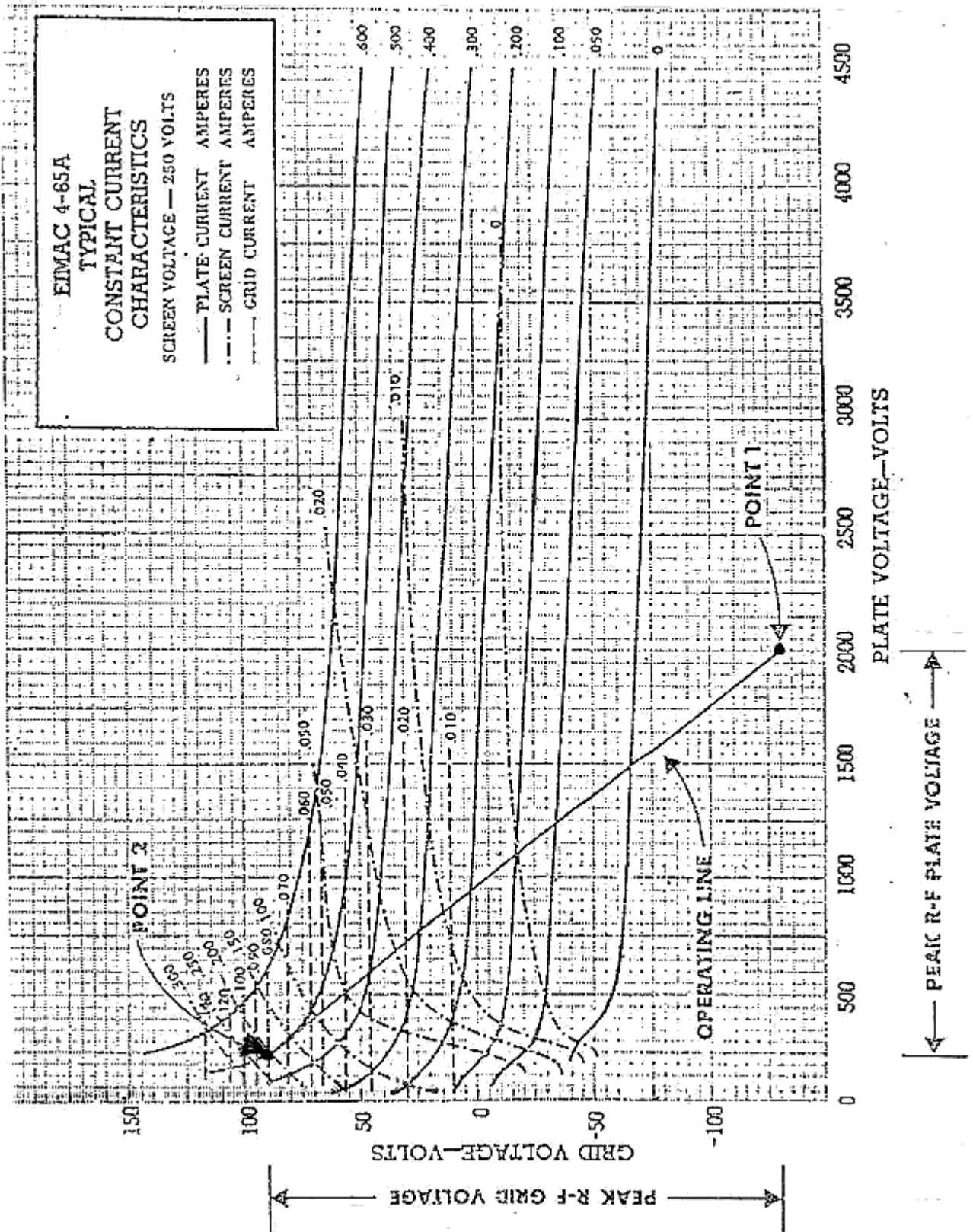


Fig 1-5

Los pasos básicos del proyecto, usando la transparencia para la determinación gráfica del amplificador clase C son los siguientes:

- 1) Marcar sobre las curvas características, las tensiones de polarización de placa E_B y de reja E_G elegidas.
- 2) Estimar una corriente de placa pico i_{bmax} y un valor mínimo de tensión instantánea de placa e_{bmin} (punto 2); en la intersección de la recta trazada a través de E_B (paralela al eje de ordenadas) y la que pasa por E_G (paralela al eje de abscisas) , fijar el punto 1.
- 3) Unir los puntos 1 y 2 con una línea recta, que representa la "**recta de operación**".
- 4) Colocar la transparencia sobre las curvas, de modo que las líneas de guía queden paralelas a la recta de operación, haciendo que la recta OG pase por el punto 1 y que simultáneamente la recta OA pase por el punto 2.
- 5) Leer los valores de corriente de placa, reja y pantalla, correspondientes a la intersección de las rectas, OA (A), OB(B), OC(C), OD(D), OE(E), OF(F), con la recta de operación.
- 6) Estos representan los valores de corriente que aparecen en las expresiones del análisis de integración gráfica y que escribimos a continuación:

$$\text{Corriente continua} = \frac{1}{12} \left(\frac{A}{2} + B + C + D + E + F \right)$$

$$\text{Corriente pico fund. de rf} = \frac{1}{12} (A + 1.93 B + 1.73 C + 1.41 D + E + 0.52 F)$$

En forma similar, se procede para la grilla de control y pantalla.

3- EJEMPLO DE CÁLCULO UTILIZANDO EL METODO GRAFICO

Se utilizará las curvas características de un tetrodo Eimac 4-65 A, el número 65 representa la máxima potencia que puede disipar la placa medida en watts (Fig. 1-5) y lo primero es expresar que criterio se utiliza para la fijación de los puntos 1 y 2.

Es de práctica usual en el caso de tetrodos y triodos, usar como una tensión continua de polarización de reja del orden de dos o tres veces mayor que la tensión de reja que produce el corte de la válvula ($i_b = 0$). Si observamos la recta de corriente de placa cero, sucede aproximadamente a los -60 volts, luego se adopta -130 volts, como ya expresáramos anteriormente en la intersección de las rectas de $E_B = 2000$ Volts y la de polarización de reja $E_G = -130$ Volts, queda determinado el punto 1.

Es común que el rendimiento que puede esperarse en términos prácticos de un amplificador en clase C este en el orden del 75 % o dicho de otra forma la válvula con dicho rendimiento convierte el 75% de la potencia de continua de placa en potencia de RF, el 25% restante de la potencia de continua se disipa en calor en la placa de la válvula, luego puede adoptarse que la potencia continua de placa será cuatro veces la potencia disipada máxima de placa.

Siguiendo el criterio anterior, para el tetrodo 4-65, como la potencia disipada de placa puede ser de 65 watts, surge que la potencia de continua será en este caso de 260 Watts, como $E_B = 2000$ volts, entonces la corriente media de placa será igual a 130 mA ; al valor de cresta de la corriente de placa se la hace igual, aproximadamente, a cuatro veces la corriente continua de placa, se adoptó en este caso $i_{bmax} \cong 500$ mA. Como ya sabemos la i_{bmax} sucede simultáneamente con la menor tensión instantánea de placa e_{bmin} y a esta se la sitúa ordinariamente en la región de las

características de corriente constante en que comienzan a curvarse hacia arriba (cercana al eje de tensión de rejilla), en los triodos coincide normalmente con la recta de $\tan \phi = 1$, ($E_{pmin} = E_{gmax}$), en este caso particular se eligió de 250 volts, con lo cual quedó definido el punto 2 y la recta de operación .

De la aplicación de los puntos 4 y 5, de los pasos básicos se obtiene:

	Placa mA	Pantalla mA	Reja mA
A	500	200	80
B	500	155	70
C	450	60	42
D	300	15	17
E	90	0	0
F	0	0	0

Aplicando la expresión para determinar los valores de corriente continua de placa, pantalla y rejilla:

$$Corriente\ cont\acute{u}nua = \frac{1}{12} (0.5 A + B + C + D + E + F)$$

Placa mA	1590 / 12 = 133	$I_{bo} = 133\text{ mA}$
Pantalla mA	330 / 12 = 28	$I_{so} = 28\text{ mA}$
Reja mA	169 / 12 = 14	$I_{co} = 14\text{ mA}$

Para la determinación de la corriente pico fundamental de placa I_{p1} , aplicamos la expresión

$$I_{p1} = \frac{1}{12} (A + 1.93 B + 1.73 C + 1.41 D + E + 0.52 F)$$

A		500 mA
B	1.93 • 500 mA	965 mA
C	1.73 • 450 mA	778 mA
D	1.41 • 300 mA	90 mA
Total		2756 mA

$$I_{p1} = 2756 / 12 = 230\text{ mA}$$

La potencia de fuente, o potencia de entrada es:

$$P_{cc} = E_B I_P = 2000\text{ v} \cdot 0.133 = 266\text{ Watts}$$

La potencia de salida de RF, es:

$$P_s = \frac{\hat{e}_b \hat{i}_b}{2} = \frac{(E_{bb} - e_{min}) \cdot I_{p1}}{2} = \frac{(2000 - 250) 230}{2} = 201\text{ Watts}$$

La potencia disipada de placa será:

$$P_d = P_{cc} - P_s = 266 - 201 = 65\text{ Watts}$$

El rendimiento de placa:

$$h_p \% = \frac{P_s}{P_{cc}} 100 = \frac{201}{266} 100 = 75,5 \%$$

Para el circuito de entrada, la potencia de excitación:

$$P_{exc} = \frac{\hat{I}_{g1} \cdot \hat{E}_{gm}}{2} = \frac{\hat{I}_{g1} \cdot (|-E_{gcc}| + E_{gc \max})}{2}$$

la excursión de la reja, al igual que la placa se mueve entre los puntos 1-2, en este caso observando la Fig.1-5, será entre -130 v a 95 v, luego $E_{gm} = 225$ volts.

Calculamos el valor de la corriente pico de primera armónica de reja con la siguiente expresión y los valores obtenidos del gráfico y tabulados más arriba:

$$\hat{I}_{g1} = \frac{1}{12} (A + 1.93B + 1.73C + 1.41D + E + 0.52F)$$

$$\hat{I}_{g1} = 26\text{mA}$$

$$P_{gexc} = \frac{\hat{I}_{g1} \cdot \hat{E}_{gm}}{2} = \frac{26\text{mA} \cdot (|-130| + 95)}{2}$$

$$P_{gexc} = 2,92\text{W}$$

la potencia de polarización

$$P_{gcc} = 0.014 \cdot 130 = 1.82 \text{ Watts}$$

la potencia disipada en reja

$$P_{gd} = P_{gexc} - P_{gcc} = 1.10 \text{ Watts}$$

Polarización de reja.

Hay dos formas de polarizar la reja de control, a través de una batería o implementando lo que se llama el circuito de "auto polarización de reja", que consiste en implementar la combinación de una resistencia en serie con la reja y un capacitor de acoplamiento (fig.1-6).

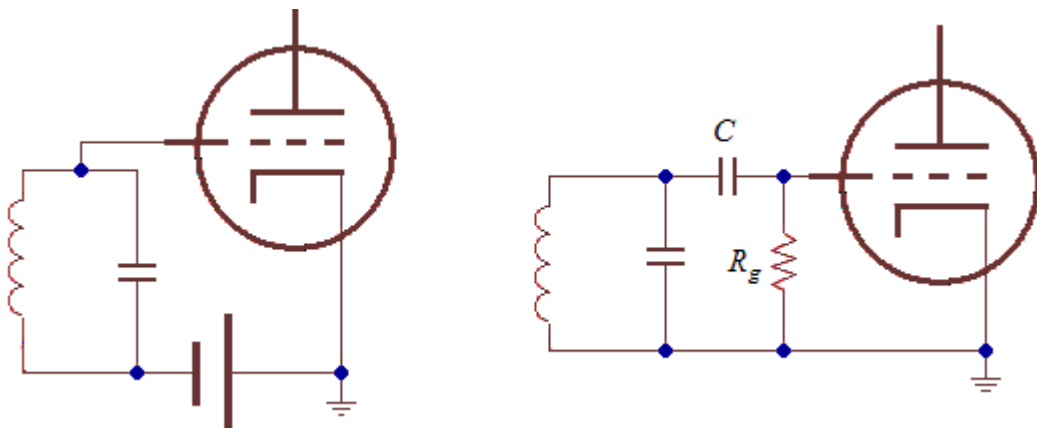


Fig 1-6

El circuito de auto polarización, puede asemejarse al de un enclavador de crestas negativas, debido a que presenta a la señal de entrada dos constantes de tiempo distintas; una será al semiciclo negativo ($C R_g$) mucho más grande que el ciclo de la señal y otra para el semiciclo positivo ($C r_g$) muy pequeño (r_g , representa la resistencia directa del diodo reja cátodo), por ende se logra el valor $-E_G$ a partir de la señal alterna de excitación fig.1-7. (utilizando los valores del cálculo anterior, para $f=90$ Mhz.)

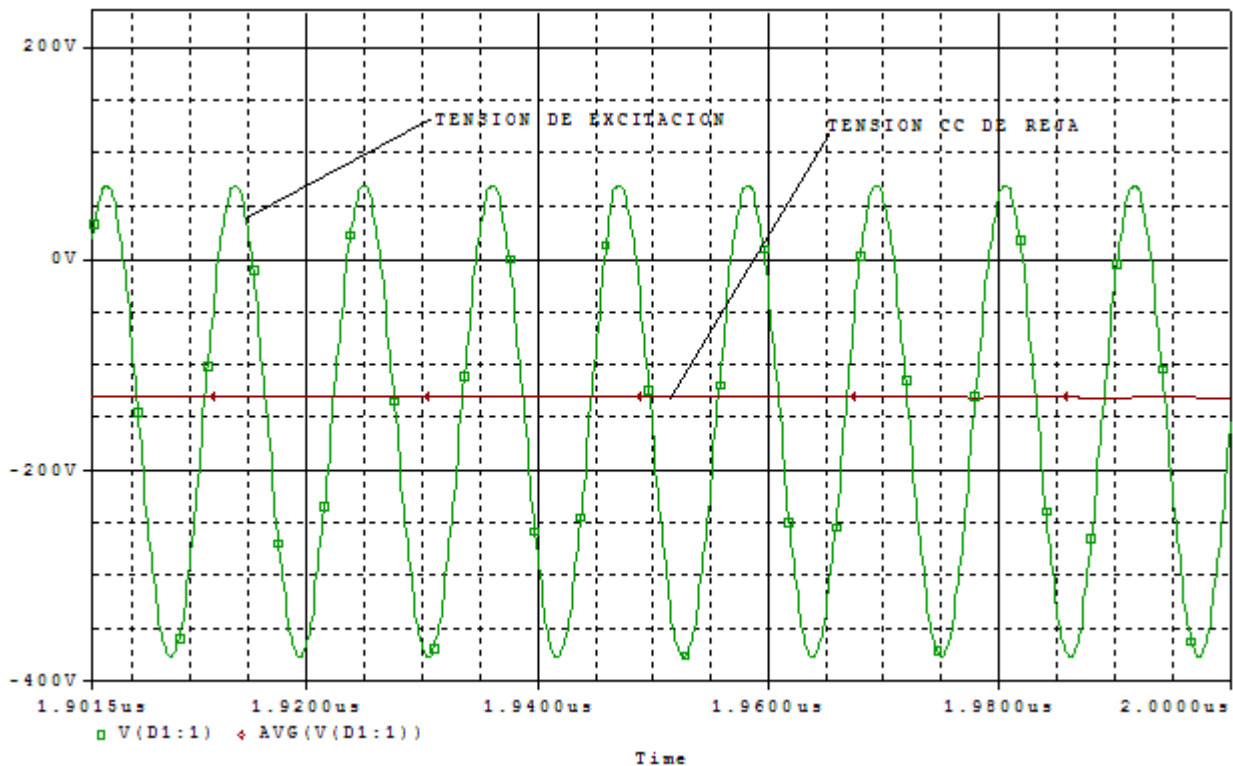


Fig 1-7

El valor de la resistencia de escape de reja R_g será:
$$R_g = \frac{|E_G|}{I_G} = \frac{130}{0,014} = 9285\Omega$$

Para determinar el valor de C , partimos del hecho que la $t_1 = C R_g = 10 T$, luego

$$C = \frac{1}{0.1 \omega_o R_g} \quad \text{en el circuito de simulación se empleó un valor comercial } C=270\text{pF}$$

Consideraciones sobre el circuito tanque de salida

Independientemente, de utilizar válvulas de vacío o semiconductores, al circuito sintonizado de salida (comúnmente denominado "**circuito tanque de carga**"), cuando es implementado en amplificadores de gran señal se hace necesario realizar un análisis particular.

Todo lo expresado para un circuito sintonizado de pequeña señal, es válido para gran señal, sin embargo en gran señal el concepto de rendimiento es preponderante. Las pérdidas en pequeña señal no son consideradas (el amplificador esencialmente gana tensión) y lo principal es la selectividad. En gran señal lo importante es la potencia entregada a la antena, cuando es usado en

un transmisor de radio y es secundaria la selectividad en frecuencia, es por ello que el rendimiento del circuito tanque es muy tenido en cuenta.

En síntesis, el circuito sintonizado cumple tres funciones importantes:

- Reflejar en placa (colector) la adecuada impedancia de carga.
- Transferir a la carga la mayor parte de la potencia alterna, es decir con la mayor eficiencia (mínimas pérdidas).
- Adecuada discriminación de las armónicas.

Admitamos un circuito de salida como lo muestra la fig.1-8, escribimos:

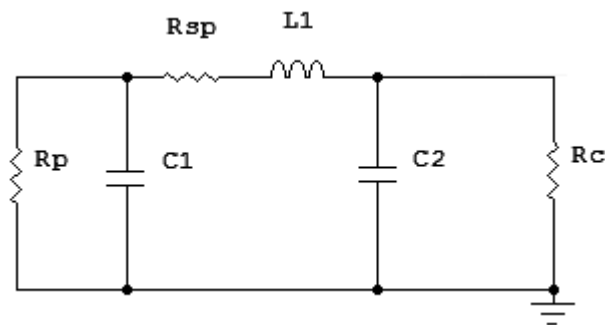


Fig 1-8

$$h = \frac{\text{pot.enlacarga}}{\text{pot.perdida} + \text{pot.enlacarga}} \times 100$$

$$\text{pot. de carga} = I^2 R_c' \quad \text{pot. de pérdida} = I^2 R_{sp}$$

$$h = \frac{R_c'}{R_c' + R_{sp}} \times 100$$

Es interesante expresar el rendimiento (eficiencia), en función de Q_c (cargado) y Q_d (descargado), entonces:

$$Q_d = \frac{\omega_o L}{R_{sp}} ; \quad Q_c = \frac{\omega_o L}{R_c' + R_{sp}} \quad R_{sp} = \frac{\omega_o L}{Q_d} \quad \text{y} \quad R_{sp} + R_c' = \frac{\omega_o L}{Q_c} ; \quad R_c' = \frac{\omega_o L}{Q_c} - \frac{\omega_o L}{Q_d}$$

$$h = \omega_o L \left[\frac{Q_d - Q_c}{Q_d Q_c} \right] \quad \frac{Q_c}{\omega_o L} = \left[1 - \frac{Q_c}{Q_d} \right]$$

$$h_T = 1 - \frac{Q_c}{Q_d}$$

Puede observarse que es necesario un Q_d grande respecto del Q_c de manera de lograr un buen rendimiento del acoplamiento. Para esta cuestión existe una situación de compromiso entre bajas pérdidas y buen rechazo a las armónicas, un $Q_c=10$ representa un compromiso típico.

La potencia de salida en la carga estará afectada por el rendimiento de acoplamiento o pérdidas de inserción del acoplamiento entre placa y carga, debido a las pérdidas de la bobina por efecto pelicular en el alambre. Si admitimos un $Q_c = 10$ y $Q_d = 150$, la potencia en la carga será

$$h_T = 1 - \frac{Q_c}{Q_d} = 1 - \frac{10}{150} = 0.9333 \quad P_L = P_S h_T = 201 \cdot 0.9333 = 187,6W$$

4- CALCULO DEL TANQUE DE SALIDA DE UN AMPLIFICADOR RF A VÁLVULA.

Suponiendo que la carga es una resistencia de antena $R_L = 50 \Omega$ (o la impedancia del cable coaxil que conecta a la antena con $Z = 50 \Omega$), habrá que adaptar esa carga a la válvula, y la resistencia de carga que el tanque debe reflejar a la válvula para recibir la potencia calculada será (Fig. 1-5):

$$R_p = \frac{\hat{e}_b}{\hat{i}_{b1}} = \frac{(2000 - 250)}{0,23} = 7608\Omega$$

De los diferentes tipos de filtros de la nota de aplicación de **Motorola AN267**, el único que refleja valores tan altos de resistencia (R_1), es el tipo π (circuito B) ver Fig. 1-9. Podemos emplear las tablas de la AN267 si los valores de R_p se encuentran allí, o aplicar las ecuaciones correspondientes eligiendo el Q_c deseado. Debemos obtener L , C_1 y C_2 .

$$X_{C1} = \frac{R_1}{Q} \quad X_{C1} = \frac{7608}{10} = 760,8\Omega$$

$$X_{C2} = R_L \sqrt{\frac{R_1 / R_L}{(Q^2 + 1) - (R_1 / R_L)}} \quad X_{C2} = 50\sqrt{-2,97} \quad \text{¡Error!}$$

Para el Q_c adoptado no existe solución en este valor de resistencia reflejada, por consiguiente deberemos adoptar un Q_c mayor y admitir mayores pérdidas de inserción en el tanque de salida.

Adoptamos un $Q_c = 13$ y recalculamos

$$X_{C1} = \frac{7608}{13} = 585,2\Omega; \quad X_{C2} = 50 \sqrt{\frac{7608/50}{(13^2 + 1) - (7608/50)}} = 146\Omega$$

$$X_L = \frac{QR_1 + (R_1 R_L / X_{C2})}{Q^2 + 1}; \quad X_L = \frac{13 \cdot 7608 + (7608 \cdot 50 / 146)}{13^2 + 1} = 597\Omega$$

Si la frecuencia de trabajo del amplificador es de 90 Mhz, resultan los siguientes valores:

$$C1 = 3,02 \text{ pF}, \quad C2 = 12,1 \text{ pF} \quad \text{y} \quad L = 1,056 \text{ uHy}$$

En el ejemplo del párrafo anterior, si la potencia de salida en placa es $P_s = 201 \text{ W}$, y las pérdidas de inserción del tanque de salida: $h_T = 1 - \frac{13}{150} = 91,39\%$, la potencia que llega a la antena será:

$$P_L = h \cdot P_s = 0,914 \cdot 201 = 183,7 \text{ W}$$

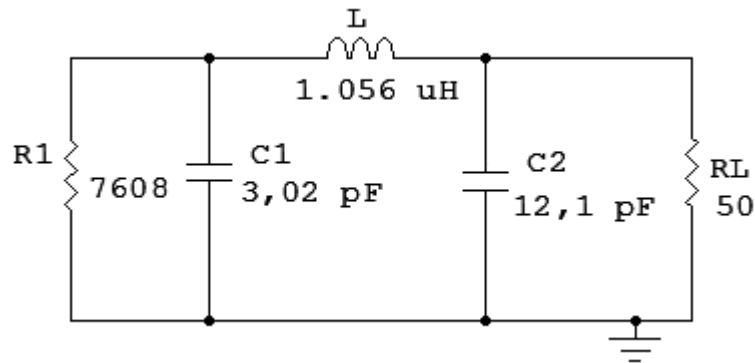


Fig. 1-9

En el valor C1 deberá incluirse la capacidad de salida de la válvula

5- AMPLIFICADORES DE POTENCIA DE RF A TRANSISTORES (método MOTOROLA).-

a) Consideraciones para la selección del dispositivo.-

La primera consideración está referida, como se estableció en párrafo (1-c), a la potencia de salida requerida; admitiremos de aquí en adelante, que el rango de potencia de trabajo será donde se utilizan semiconductores.

Hay dos tipos de transistores bipolares, NPN y PNP; en la mayoría de las aplicaciones son utilizados los primeros, y esto se debe seguramente a la mayor movilidad de los electrones. La otra consideración está referida a la configuración, (emisor común - base común) que son las dos conexiones más utilizadas. La conexión base-común se utiliza en la banda de UHF, debido a la considerable reducción de la impedancia de realimentación interna, que lo hace más unilateral.

Otra cuestión a tener en cuenta, será el modo de operar del amplificador; en este sentido MOTOROLA da los datos para los transistores de potencia de RF, generalmente para clase C y en la conexión emisor común.

El uso más importante de los transistores de potencia de RF, es en el campo de las comunicaciones y por ello es relevante en la selección de transistores, el tipo de modulación utilizado por el amplificador.

La utilización de transistores, en clase A y AB dependerá de la necesidad de linealidad y es entonces cuando se requiere amplificar señales moduladas en amplitud; generalmente los transceptores análogos están modulados en frecuencia, esto da como resultado que la mayoría de los datos se brindan para clase C y esto está referido sin duda al tipo de modulación.

b) Metodo de cálculo para amplificadores de potencia de rf a transistores.- (notas de aplicación AN282 y AN267 de Motorola).

Si ya se a seleccionado el transistor a utilizar, quedará ahora desarrollar un método de cálculo.

Cuando analizamos los amplificadores de pequeña señal, utilizamos para el cálculo:

- 1) El uso de cuadripolo y parámetros admitancia.
- 2) La selección de un circuito equivalente incremental.

Tratar de utilizar esta metodología para amplificadores de potencia en RF, resultará un fracaso. Una manera distinta de diseño a los desarrollado anteriormente (método analítico aproximado), es el conocimiento de las "**impedancias de entrada y salida de gran señal**", que se las define como: "las impedancias medidas "**adaptadas**", para un valor de potencia de salida de RF y una tensión de alimentación determinada".

Como término "**adaptado**", se entiende a la condición que proveen los circuitos de entrada y salida, es decir una adaptación conjugada entre la entrada/salida del transistor con el generador o la carga respectivamente, donde un caso muy común desde la carga es de 50Ω .

La impedancia de gran señal, no puede confundirse con los datos de un cuadripolo de pequeña señal. Estos últimos son medidos en clase A, conectado a un cortocircuito, a un circuito abierto o a una carga de 50Ω .

Como ya se ha expresado anteriormente, los datos provistos son para configuración de emisor común, clase C y modulación de frecuencia (FM); la información, se presenta en un equivalente paralelo, como una resistencia y capacidad de entrada o salida, para una potencia de salida y tensión de alimentación fija, (fig.2-1).

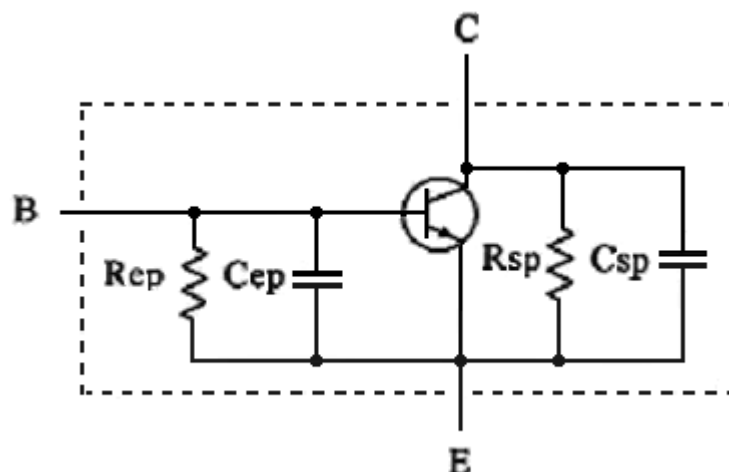


Fig 2-1.

Otra forma de presentar los datos es en el formato serie, el cual es muy utilizado en aplicaciones donde se utiliza la técnica "microstrip" y se expresan según el grafico de SMITH.

Este método presentado por MOTOROLA, está recomendado para la utilización del amplificador en clase C, donde se tiene una única fuente de alimentación dd tensión continua, está conectada al colector del transistor, priorizando la potencia de salida sin tener en cuenta el ángulo de conducción. Es por ello que en la hoja de datos de un transistor en particular, está expresada la potencia que puede entregar el dispositivo para un rendimiento fijado. El dato del rendimiento, servirá junto con la tensión de alimentación para caracterizar la potencia de la fuente de polarización.

Los circuitos de polarización posibles son los siguientes:

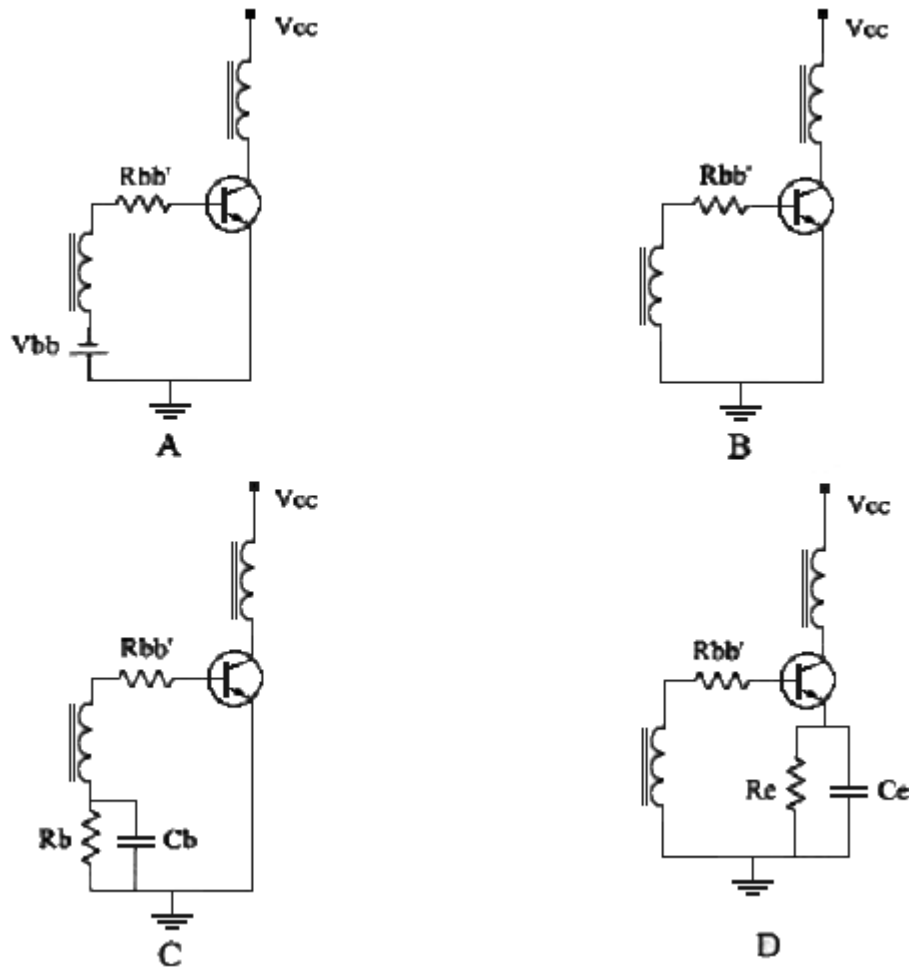


Fig 2-2

La polarización inversa se obtiene, en A mediante una tensión continua V_{bb} , en B con la corriente de base a través de la resistencia de difusión R_{bb} , en C por medio de una resistencia externa R_b y finalmente en D por autopolarización con la ayuda de un resistor de emisor R_e .

La idea es entonces, adaptar tanto la entrada como la salida del transistor, al generador y la carga respectivamente, con el objetivo de que se produzca la máxima transferencia de potencia,

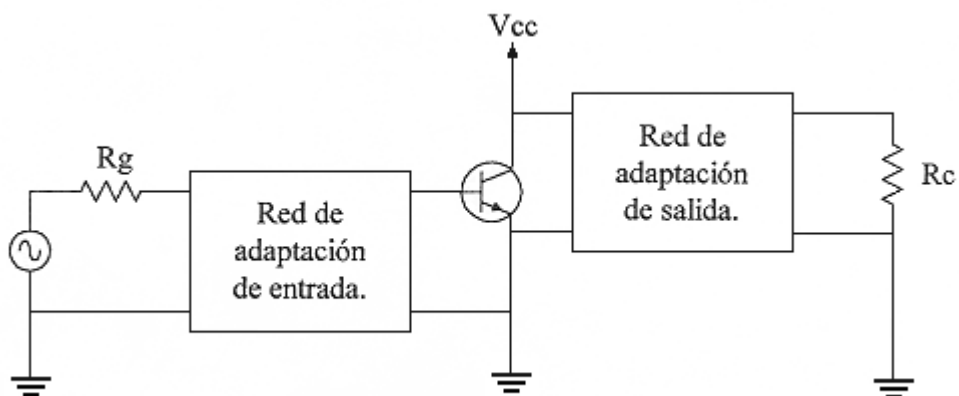


Fig. 2-3.

En el diseño de estos amplificadores, todo consiste en calcular las redes de adaptación; es entonces, que conocida la potencia de salida deseada, la tensión de alimentación, la frecuencia de trabajo y elegido el dispositivo a utilizar, hay que determinar los valores de las R_{in} (R_{out}) y C_{in} (C_{out}), luego elegir una (o más redes de adaptación), para ello se utilizan los circuitos que entrega la nota de aplicación de MOTOROLA, AN-267 y con las ecuaciones de resolución, encontrar los valores de las componentes. Es necesario aclarar, que para la utilización de estos circuitos adaptadores, es preciso transformar las impedancias, del formato paralelo al serie y las ecuaciones de transformación también vienen expresadas en la citada nota de aplicación.

Puede suceder, que a la salida, el fabricante solo de como dato de la impedancia paralelo, el valor de la capacidad; en este caso, la resistencia de salida se calcula, realizando las siguientes aproximaciones:

- $V_{cesat} = 0$ volts.
- El Q cargado del circuito sintonizado de carga es suficiente para garantizar una señal sinusoidal.
- La fuente de alimentación, está desacoplada para la RF.
- El circuito tanque a la salida, rechaza a los armónicos.

Luego escribimos:

La potencia de salida de RF será:

$$P = \frac{\hat{I}_c \hat{V}_c}{2} = \frac{V_{cc}^2}{2R_c} \quad R_c = \frac{V_{cc}^2}{2P}$$

Si se conoce el valor de la V_{cesat} la ecuación será: $R_c = \frac{(V_{cc} - V_{cesat})^2}{2P}$

6- EJEMPLO DE CÁLCULO DE ETAPA DE SALIDA CLASE "C" UTILIZANDO TRANSISTORES DE JUNTURA

Datos: $P_s = 50$ W; $f_o = 50$ MHz; $V_{cc} = 28$ V; $R_c = 50$ Ω

Circuito esquemático:

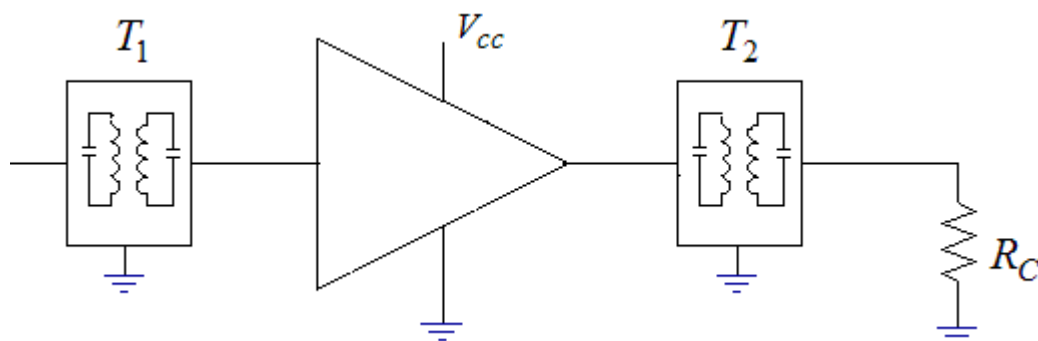


Fig 2-4

El problema consiste en seleccionar un transistor que permita trabajar en el rango de frecuencia pedido y que además pueda entregar la potencia deseada. Asimismo, que cuente con los datos de las impedancias de entrada y salida.

Para este caso se seleccionó el transistor 2N3950 de Motorola.

R_{inp} (resistencia de entrada paralelo) = 4,7 Ω .

C_{inp} (capacidad de entrada paralelo) = 3,5 pF

C_{op} (capacidad de salida paralelo) = 180 pF.

A partir del dato de potencia (en la carga) de 50 W, suponiendo que las PI del tanque de salida son de -0,2 dB, en el colector del transistor será de 52 W, determinamos que la resistencia deberá reflejarse en colector del transistor a través de:

$$R'_{cp} = \frac{V_{cc}^2}{2P} = 7,54 \Omega$$

La reactancia paralelo de salida será:

$$X_{cp} = \frac{1}{2\pi f_0 C_{op}} = 17,7 \Omega$$

Tanque de salida

La resistencia que se debe reflejar sobre el colector del transistor en este caso es menor a 50 Ω de la carga, esto limita las posibles configuraciones adaptadoras (**ver nota AN-267 de Motorola**) a utilizar, luego adoptamos un circuito T como el de la figura 2-5

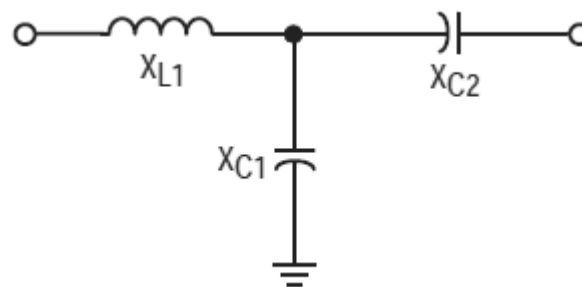


Fig 2-5

Para calcular sus valores, transformamos la impedancia paralelo en su equivalente serie, a través de:

$$R_{cos} = \frac{R_{cop}}{1 + \left(\frac{R_{cop}}{X_{cop}} \right)} \qquad X_{cos} = R_{cos} \cdot \frac{R_{cop}}{X_{cop}}$$

$$R_{cos} = 6,38 \Omega$$

$$X_{cos} = -2,72 \Omega$$

La $Z_{cos} = (6,38 - j 2,72) \Omega$ representa la impedancia total que ve el transistor. Como la carga es resistiva pura, solo reflejará un valor real, por lo tanto se deberá aumentar el valor del inductor, de forma que a la frecuencia de resonancia f_0 anule la capacidad de salida.

Un circuito equivalente será:

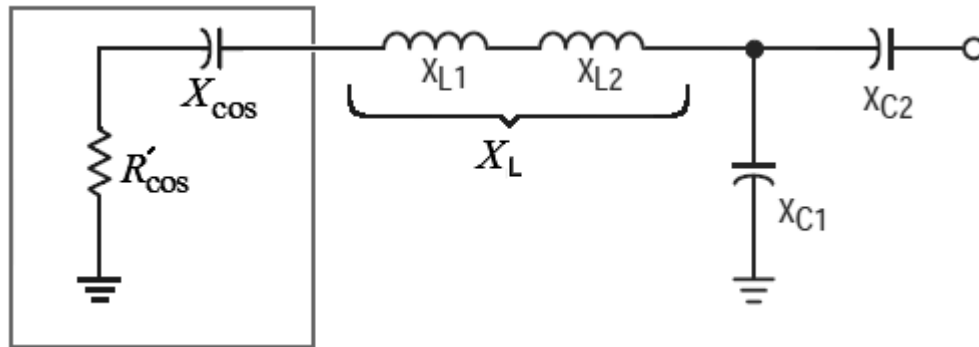


Fig 2-6

$$A = \sqrt{\left[\frac{6,38(1+10^2)}{50} - 1 \right]} = 3,45 \quad B = 6,38(1+10^2) = 644,38$$

$$X_L = (10 \cdot 6,38) + 2,7 = 66,5 \Omega.$$

$$L = (66,5 / 341) \cdot 10^{-6} = 0,21 \mu\text{H}$$

$$X_{c2} = 3,45 \cdot 50 = 172,3 \Omega.$$

$$C_2 = (1 / 6,28 \cdot 50 \cdot 172,3) \cdot 10^{-6} = 18,46 \text{ pF}$$

$$X_{c1} = (6,44,38 / (10 - 3,45)) = 98,38 \Omega.$$

$$C_1 = (1 / 314 \cdot 98,38) \cdot 10^{-6} = 32,37 \text{ pF}$$

Luego verificamos:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_T}} \quad \text{y} \quad C_T = C_1 // C_2 \quad f_0 = \frac{1}{6,28 \sqrt{(0,203 \cdot 50,83)}} 10^9 = 49,57 \text{ MHz}$$

Bibliografía:

- 1-INGENIERIA ELECTRONICA Y DE RADIO. TERMAN.
- 2-ELECTRONIC COMMUNICATIONS SYSTEMS.BEN ZEINES.
- 3-INGENIERIA ELECTRONICA.ALLEY - ATWOOD.
- 4-SYSTEMIZING RF POWER AMPLIFIER DESIGN.MOTOROLA AN-282A.
- 5-MATCHING NETWORK DESIGNS WITH COMPUTER SOLUTIONS AN-267.