

**XV.1. - INTRODUCCIÓN:**

Hasta aquí en el Capítulo XI del presente texto se han estudiado amplificadores de potencia en los cuales la banda de paso se sitúa en el rango de las bajas frecuencias y particularmente nos hemos ocupado de los utilizados en Audiofrecuencias. Al tratarse con dispositivos a los que se le suministra importantes valores de energía eléctrica, la necesidad de amplificar con un mínimo razonable rendimiento de conversión de potencia y simultáneamente con un nivel de Distorsión aceptable, para dicho rango de frecuencias se apeló a las configuraciones simétricas de Clase B práctica.

Otro tipo de etapas amplificadoras de potencia son aquellas empleadas en la salida de los equipos transmisores, en donde la banda pasante se sitúa en valores de frecuencia mucho más elevadas, es decir aquel rango de frecuencia denominado corrientemente como de las Radiofrecuencias ya que son especialmente aptas para transmitir información haciendo uso de la propagación electromagnética.

En estos casos y con la finalidad de elevar aún más los valores de eficiencia en la conversión de potencia se utilizan amplificadores denominados de Clase C, es decir que si consideramos una excitación de prueba tipo senoidal, mientras en la clase B a la salida de cada elemento activo constitutivo del amplificador se obtenía solo un medio ciclo de la señal de entrada (ángulo de conducción de solo  $180^\circ$ ), en Clase C para un ciclo completo de la señal de excitación senoidal de prueba, ahora a la salida del elemento activo solo se obtendrá una fracción de medio ciclo de dicha señal, vale decir que el ángulo de conducción en el elemento activo se reduce por debajo de  $180^\circ$  para lo cual el mismo se polariza dentro de la zona de corte.

Ello es así ya que como veremos, dicho factor de rendimiento se aproxima a la unidad (100%) a medida que este ángulo de circulación se acerca a cero grados.

En clase C, como las frecuencias a amplificar son mucho más altas, la corrección de la Distorsión inherente a tamaño recorte de la señal de excitación se logra gracias al empleo de los circuitos resonantes, posicionados como carga de este amplificador que entonces se constituye mediante el empleo de un solo componente activo. Ello es posible gracias a que en dicho rango de frecuencias es posible conseguir factores de mérito Q de tales circuitos, aceptables. Es por ello que la mayoría de los amplificadores Clase C son amplificadores sintonizados.

**XV.2.- AMPLIFICADOR BIPOLAR CLASE C DE RF:**

Tal como se anticipara en el párrafo anterior, con el funcionamiento en Clase C, en una configuración de emisor común la corriente de colector circulará durante menos de un semiciclo para una señal de excitación senoidal. Con respecto a este tipo de señal si bien en el párrafo precedente la estábamos caracterizando como una señal de prueba debe tenerse presente que en estas aplicaciones es muy común apelar a estas señales como portadoras de la información, que tanto puede ubicarse en su amplitud, o bien en su frecuencia o en su fase, o bien en una combinación de ellas.

El circuito de la Figura XV.1. muestra un amplificador bipolar de potencia clase C sintonizado de RF. Puede apreciarse la utilización de un circuito resonante paralelo conectado en su circuito de colector y cuyo objetivo es filtrar los pulsos de corriente de colector y producir así nuevamente una

señal senoidal como tensión de salida del amplificador. Se observa asimismo la utilización del método capacitivo para acoplar tanto el generador  $v_s(t)$  senoidal de excitación como la carga  $R_L$ , método este último que puede ser modificado empleando el acople con transformador.

Teniendo en cuenta que se ha denominado con  $R_S$  a la resistencia ohmica del devanado correspondiente a la inductancia  $L$  del circuito resonante de salida, en la Figura XV.2.a) se ha realizado el circuito equivalente estático, pudiéndose comprobar que en reposo la unión base-emisor del transistor no se halla polarizada.

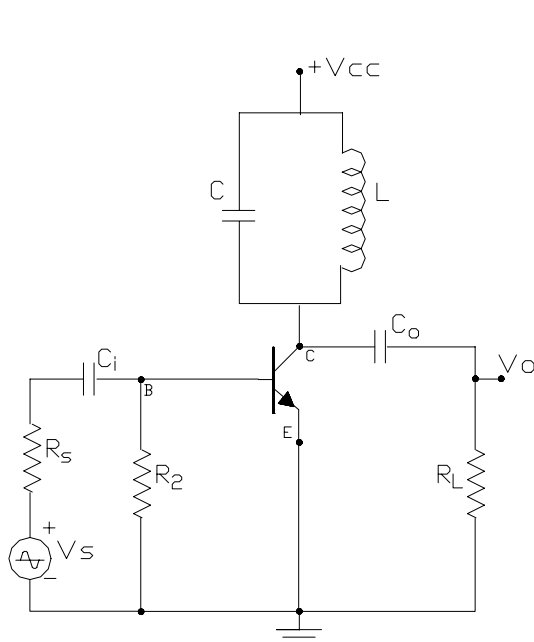
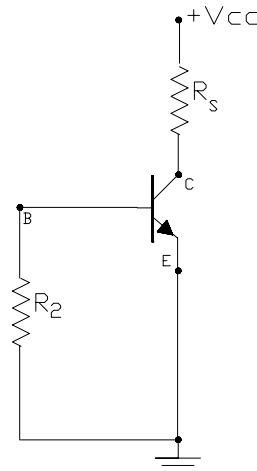
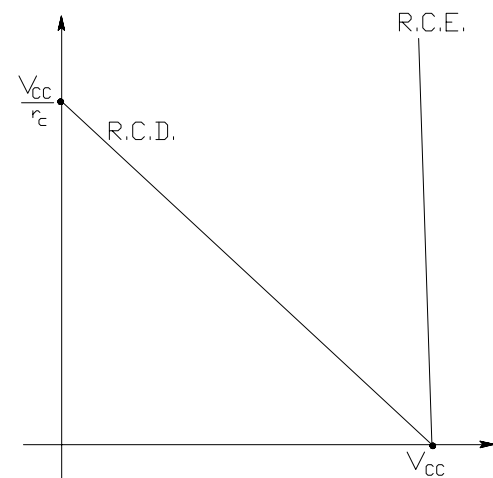


Figura XV.1.



a) Circuito Equivalente Estático.



b) Características de Salida

Figura XV.2

Así el transistor en reposo se encuentra operando al corte y como  $R_S$  es normalmente muy pequeña, la R.C.E. es prácticamente una recta vertical trazada por  $V_{cc}$ , tal como se aprecia en la Figura XV.2.b). En la misma figura se ha representado una posible R.C.D aunque por el momento no es posible realizar una interpretación sencilla de su pendiente ( $-1/r_c$ ).

En la Figura XV.3. se ha realizado un circuito equivalente dinámico para gran señal en donde en su parte de entrada la fuente de señal senoidal  $v_s(t)$  excita al diodo base-emisor. En forma similar a lo que ocurre en un rectificador monofásico de media onda, debido a la presencia del condensador  $C_i$  de acoplamiento de entrada, dicho diodo alcanza a permanecer polarizado en forma directa durante un medio ciclo completo solo en el primer medio ciclo. Dado que así se establece una corriente rectificadora (con valor medio no nulo) a través del condensador  $C_i$ , el mismo se carga y su diferencia de potencial tiende a polarizar a dicho diodo en forma inversa y consecuentemente el transistor así polarizado se dice que opera más allá del corte (invadiendo la zona de corte de sus características).

Por ello para los restantes semiciclos (es decir en régimen dinámico) la diferencia de potencial que actúa sobre dicho diodo es la superposición de la señal senoidal con una componente estática de polaridad negativa (polarización inversa del diodo). Esta es la razón por la cual afirmamos que este amplificador es de clase C. En la misma Figura XV.3. en su parte de entrada, además de realizar una representación de la señal senoidal de  $v_s(t)$  se ha representado el valor total de la tensión en el diodo  $V_{BE}$ .

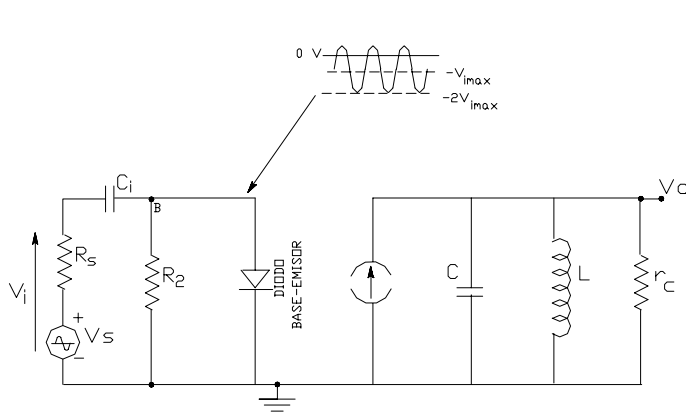
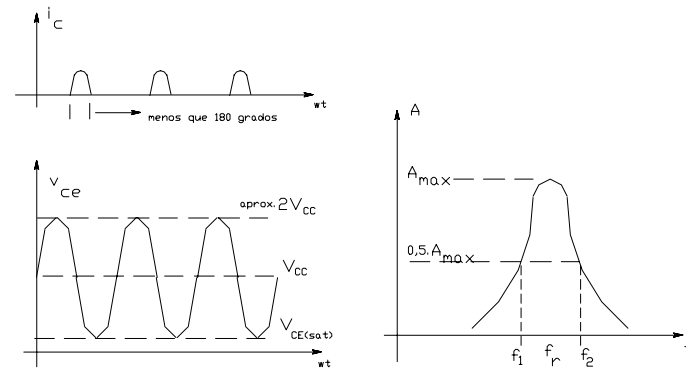


Figura XV.3



a) Corriente de Salida

b) Curva de Respuesta en frecuencia de A.

Figura XV.4

Observando ahora la forma de señal de la tensión  $v_{BE}$  se comprueba que llega a tomar valor positivo (es decir polarización directa para el diodo base emisor) durante una fracción de los semiciclos positivos de la señal  $v_s(t)$ . Cuando ello ocurre el transistor recibe polarización directa en su diodo base emisor y pasa a operar en la zona activa generándose una corriente pulsante en su colector que tal como se representa en la Figura XV.4.a) esta conformada por pulsos de duración inferior a un medio ciclo de la señal o sea inferior a  $180^\circ$ .

En la parte de salida del circuito equivalente de la Figura XV.3 sin todavía justificar la presencia del resistor  $r_c$ , debido al circuito resonante paralelo, la tensión de salida es máxima a la frecuencia de resonancia, dada por:

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}}$$

dado que, como se recordará dicho circuito a tal frecuencia presenta una impedancia teóricamente infinito (en la realidad muy alta).

En cambio en el resto de las frecuencias la ganancia del amplificador cae como lo representa la curva de respuesta en frecuencia que se presenta en la Figura XV.4.b) . Es por esta razón que un circuito amplificador sintonizado de clase C es comúnmente utilizado para amplificar bandas estrechas de frecuencia. Esto lo hace ideal para amplificar señales de radio y televisión, por ejemplo, ya que cada estación o canal posee asignada una estrecha banda de frecuencias a ambos lados de la frecuencia central.

Volviendo a la gráfica de la Figura XV.2.b) es de hacer notar que en la misma la R.C.E. no es importante, ya que el transistor no esta polarizado. La que es importante es la R.C.D. Como allí se indica el punto Q está en el extremo inferior de dicha R.C.D. Cuando en la entrada se presenta una señal de excitación, el funcionamiento dinámico hace que el punto instantáneo de funcionamiento se mueva hacia arriba por dicha R.C.D. y el pulso máximo de la corriente de colector viene dado por la corriente de saturación, de valor  $(V_{cc}/r_c)$  .

En cuanto al circuito de salida de la figura XV.3., en otra interpretación de acuerdo con Fourier, dichos pulsos de corriente poseen un alto contenido de armónicos, múltiplos de la frecuencia de la señal senoidal de entrada, en otras palabras , los pulsos de la Figura XV.4.a) son equivalentes a un grupo de señales senoidales superpuestas, todas ellas con frecuencias  $f, 2f, 3f, \dots, nf$ , siendo  $f$  la frecuencia de la señal portadora de entrada también llamada fundamental. Y si sintonizamos el circuito resonante a dicha frecuencia fundamental ( $F_r = f$ ) esto produce una gran ganancia del amplificador a dicha frecuencia fundamental.

Por otra parte el circuito resonante paralelo presenta una impedancia muy baja para los armónicos superiores, lo que provoca una ganancia muy pequeña. Es por ello que si representamos la forma de la señal de la diferencia de potencial en extremos de dicho circuito resonante (es decir la de salida) la misma es casi una forma de señal sinusoidal. Como todos los armónicos superiores son filtrados, sólo la frecuencia fundamental aparece en la salida del amplificador. El valor total de dicha tensión de salida (antes del condensador  $C_o$  ) es decir  $v_{CE}$  se representa en la figura XV.4.a) en correspondencia con los pulsos de la corriente de colector  $i_c$  .

En el gráfico de la respuesta en frecuencia del amplificador se han indicado las frecuencia de potencia mitad o frecuencias de corte  $f_1$  y  $f_2$  de modo que el ancho de banda del amplificador BW resulta:

$$BW = f_2 - f_1$$

Pero dicho ancho de banda también puede expresarse por:

$$BW = \frac{f_r}{Q}$$

siendo Q el factor de calidad del circuito.

Las ecuaciones precedentes nos dicen que el ancho de banda es inversamente proporcional al factor de mérito Q y por lo tanto a mayor Q en el circuito, menor ancho de banda.

Los amplificadores de clase C casi siempre tienen un circuito donde Q es superior a 10. Esto quiere decir que el ancho de banda casi siempre es menor que el 10 % del valor de la frecuencia de resonancia. Es por esta razón que los amplificadores de clase C son amplificadores de banda estrecha y

entonces la salida de este amplificador es una tensión sinusoidal grande en resonancia con rápidas caídas cuando no está en resonancia.

Interpretemos ahora a la resistencia de carga dinámica  $r_c$ . Como ya quedó dicho y como cualquier inductor, la inductancia  $L$  de nuestro circuito resonante posee una resistencia a la corriente continua (resistencia ohmica) que hemos llamado  $R_S$ . Entonces el circuito equivalente de salida de nuestro amplificador también puede representarse como se indica en la Figura XV.5. El factor de calidad de la bobina  $Q_L$  se encuentra definido por la relación:

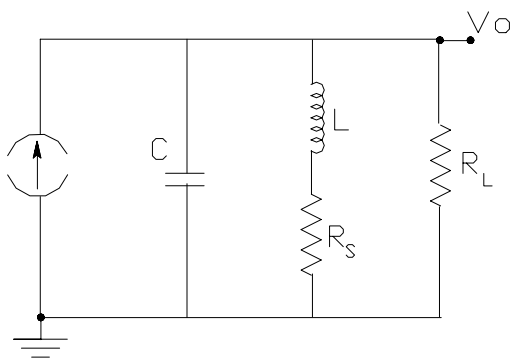


Fig. XV.5.

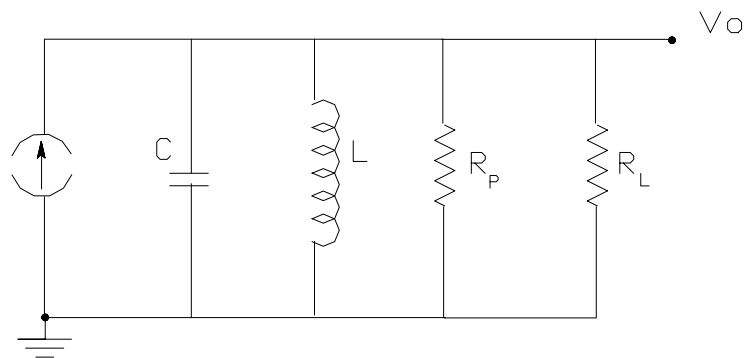


Fig. XV.6.

$$Q_L = \frac{X_L}{R_S}$$

En donde:

- $Q_L$  : factor de calidad de la bobina,
- $X_L$  : reactancia inductiva, y
- $R_S$  : resistencia ohmica de la bobina.

y como la resistencia serie de una inductancia puede ser sustituida por una resistencia paralelo  $R_P$  tal que, cuando el factor de mérito o calidad es superior a 10, la misma puede ser calculada como:

$$R_P = Q_L \cdot X_L$$

también es válido el circuito equivalente de la figura XV.6. Entonces si llamamos  $r_c = R_P // R_L$  el resultado es el circuito equivalente de salida que se había representado en la Figura XV.3.

Así entonces para dicho circuito equivalente de salida el factor de mérito total del circuito resonante paralelo  $Q$  resulta:

$$Q = \frac{r_c}{X_L}$$

En la práctica, en los amplificadores de clase C, el valor de  $Q_L$  es típicamente de 50 ó mayor y en consecuencia el factor de mérito del circuito resonante  $Q$  arroja un valor de 10 o más y ello equivale a un funcionamiento de banda estrecha, tal como ya se ha dicho.

### XV.3.- ANÁLISIS DEL RENDIMIENTO DE CONVERSIÓN DE POTENCIA:

Para esta configuración amplificadora siguen siendo válidas las definiciones y forma de determinación de las potencias ya consideradas en las otras etapas amplificadoras, particularmente en cuanto a la potencia suministrada por la fuente de alimentación al circuito  $P_{CC}$  y la de la potencia de salida de señal útil (ya sea la de frecuencia fundamental o la armónica que se esté sintonizando)  $P_s$  y consecuentemente la eficiencia del amplificador de potencia se seguirá definiendo como:

$$\eta (\%) = \frac{P_s}{P_{CC}} \cdot 100 \quad (\text{XV.1.})$$

En el análisis que sigue a continuación se interpreta como alta frecuencia a aquellas frecuencias comprendidas por encima de dos (2) o tres (3) veces la frecuencia de corte propia de la ganancia de corriente del transistor con la salida en corto circuito  $f_\beta$ . Para tales frecuencias, despreciando el efecto de recombinación de portadores en la base, la carga eléctrica que se desplaza por la base es:

$$q_B = - \int_{t_0}^t i_B \cdot dt \quad (\text{XV.2.})$$

y en donde  $t_0$  está tomado ya desde fuera del intervalo de conducción de la juntura base-emisor. Luego utilizando el concepto de control de cargas, la corriente de colector puede expresarse según:

$$i_C = \frac{-q_B}{\tau_T} = \frac{1}{\tau_T} \int_{t_0}^t i_B \cdot dt \quad (\text{XV.3.})$$

en donde se ha considerado como  $\tau_T = \frac{1}{\omega_T}$  como el tiempo de transito directo (suponiendo  $\beta \gg 1$ )

A las frecuencias de análisis resulta muy difícil encontrar una expresión analítica precisa representativa para la corriente  $i_B$ ; sin embargo experimentalmente se comprueba lo siguiente:

- a) durante la mayor parte del intervalo de conducción del diodo base-emisor, la corriente de la base sigue la forma de la tensión de entrada;

- b) en dicho período la corriente de base sigue la forma de señal de la excitación hasta alcanzar su valor máximo negativo (de descarga de base), tras lo cual dicha corriente de base decrece rápidamente hasta hacerse cero (en realidad hasta un valor compatible con la polarización inversa de la juntura base-emisor);
- c) en la Figura XV.7. puede apreciarse lo descrito precedentemente debiendo destacarse que la forma de señal correspondiente a la corriente de colector  $i_c$  que también se incluye en la misma gráfica, se ha obtenido (aproximadamente) aplicando la ecuación (XV.3.)

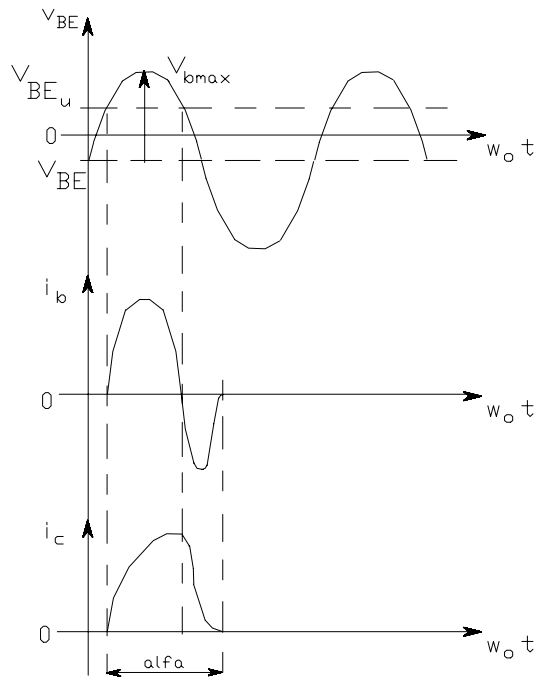


Fig. XV.7.

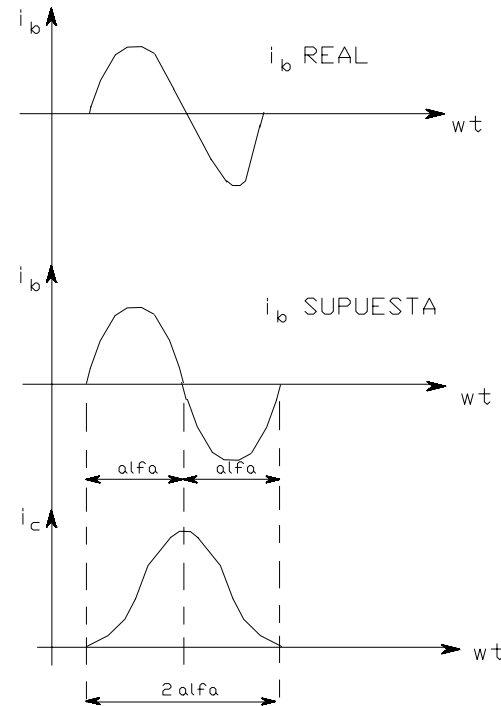


Fig. XV.8.

En esta gráfica,  $\alpha$  ( $\alpha$ ) es el ángulo de circulación de la corriente de colector y tal como puede imaginarse resulta de muy difícil determinación. En consideración a las dificultades que se presentan y que por ello se han destacado, para el estudio subsiguiente se propone el empleo de un modelo aproximado, en donde en un principio se supone que la forma de señal de la corriente en la base sigue una ley simétrica, tratando de respetar que en el período de conducción o de polarización directa del diodo base-emisor, la forma de señal es una senoidal concordante con la excitación.

Esta aproximación a la realidad en ocasiones se denomina "modelo de senoide parcial" y se ha representado en la figura XV.8. La idea es aceptar que la forma de la señal de la corriente de base responde a una senoide parcial que no debe confundirse con la senoide. La diferencia en términos de representación gráfica se puede observar en la Figura XV.9, en tanto que matemáticamente su expresión analítica se transcribe más adelante.

Debe recordarse que el semiciclo positivo de tal senoide parcial es la que en definitiva se tiene con  $V_{BE}$  cuando  $V_{BB} + v_b$  supera el valor de la tensión base-emisor de umbral  $V_{BEu}$  del transistor, instante a partir del cual comienza la circulación de  $i_b$  que sigue la forma de  $V_{BE}$ . El semiciclo negativo

no es sino para completar la simetría. Por consiguiente, se supondrá de ahora en más que nuestro modelo responde a lo ilustrado en la Figura XV.10 y todo el consiguiente desarrollo lo realizaremos en base a este modelo de senoide parcial.

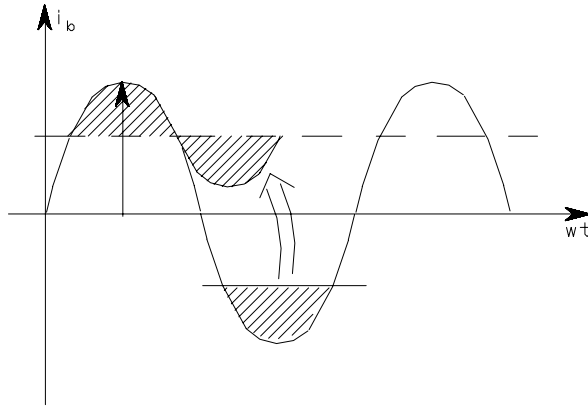


Fig. XV.9.

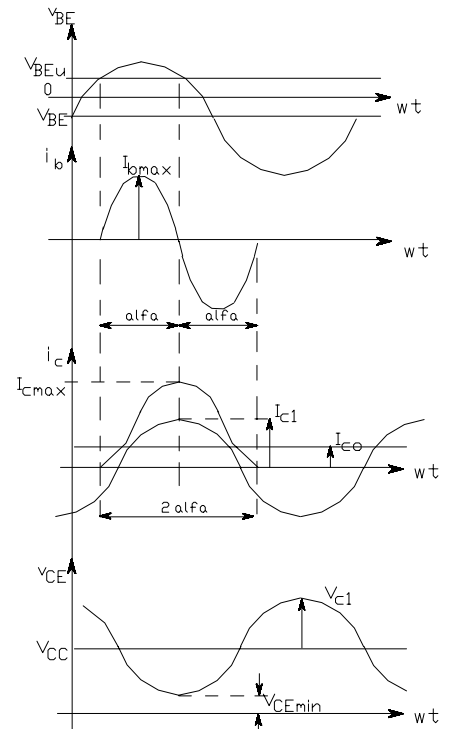
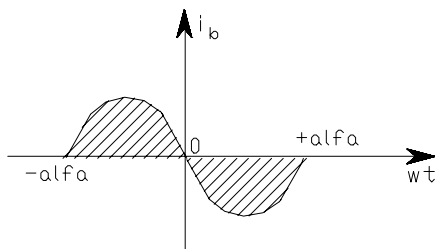


Fig. XV.10

En cuanto a la representación gráfica que se indica en la Figura XV.9., si se corre el eje de ordenadas de modo de separar a  $-\alpha$  y  $+\alpha$  tal como representamos en la Figura XV.11., la función que representa al modelo de senoide parcial es:



$$i_b = I_{bmax} \cdot \frac{\cos[w t + (\alpha/2)] - \cos(\alpha/2)}{1 - \cos(\alpha/2)}$$

$$\text{para todo: } -\alpha \leq w t \leq 0$$

y también:

$$i_b = -I_{bmax} \cdot \frac{\cos[w t + (\alpha/2)] - \cos(\alpha/2)}{1 - \cos(\alpha/2)}$$

$$\text{para todo: } 0 \leq w t \leq +\alpha$$

$$i_b = 0 \quad \text{para otros valores de } w t.$$

Fig. XV.11.

En consecuencia la potencia que la fuente le suministra al amplificador será:

$$P_{CC} = V_{CC} \cdot I_{Co} \quad (XV.4.)$$

En donde  $I_{Co}$  es el valor medio de la corriente por colector del transistor y que se observa en la figura XV.10.

Por su parte la potencia de salida de señal que se desarrollará sobre la carga dinámica ( $r_c$ ) viene dada por la ecuación:

$$P_s = \frac{V_{cn} \cdot I_{cn}}{2} \quad (XV.5.)$$

y en donde  $V_{cn}$  e  $I_{cn}$  son los valores máximos o de pico de la tensión colector-emisor y de la corriente de colector de la componente armónica que se esté sintonizando. Al respecto cabe hacer notar que en el gráfico de la figura XV.10 sólo se ha representado a la componente fundamental  $V_{c1}$  e  $I_{c1}$ .

En consecuencia el rendimiento se obtiene reemplazando ambas potencias en la ecuación (XV.1.), es decir:

$$\eta = \frac{V_{cn}}{V_{CC}} \cdot \frac{I_{cn}}{2 I_{Co}} = \eta_v \cdot \eta_I \quad (XV.6.)$$

y como  $V_{cn} = V_{CC} - V_{CEmin}$  resultará:  $\eta_v = 1 - \frac{V_{CEmin}}{V_{CC}} \quad (XV.7.)$

mientras que:

$$\eta_I = \frac{I_{cn}}{2 I_{Co}} \quad (XV.8.)$$

Así entonces si desarrollamos en serie de Fourier la corriente  $i_b$  de la figura XV.11 se tendrá:

$$i_b = I_{b1} \cdot \text{sen } \omega_0 t + I_{b2} \cdot \text{sen } 2 \cdot \omega_0 t + I_{b3} \cdot \text{sen } 3 \cdot \omega_0 t + \dots$$

apreciándose que dada la simetría de dicha función esta serie no posee ni componte de continua ni componentes cosenoidales. Luego si aplicamos la expresión (XV.3.) podemos hallar la función representativa de la corriente de colector o de salida

$$I_{cn} = \frac{1}{\tau_T \cdot n \cdot \omega_0} \cdot I_{bn} \quad \text{o bien} \quad I_{cn} = \frac{\omega_T}{n \cdot \omega_0} \cdot I_{bn} \quad (XV.9.)$$

y posteriormente, determinando los coeficientes  $I_{bn}$  de la serie de Fourier con el auxilio de las expresiones que se indican en la figura XV.11. es posible llegar a:

$$I_{cn} = \frac{\omega_T}{n \cdot \omega_o} \cdot \frac{I_{bmax}}{\pi [1-\cos(\alpha/2)]} \cdot \left\{ \frac{\cos[n\alpha+(\alpha/2)]-\cos(\alpha/2)}{n+1} + \frac{\cos[n\alpha-(\alpha/2)]-\cos(\alpha/2)}{n-1} + \frac{2\cos(\alpha/2)}{n} \cdot (1-\cos n\alpha) \right\}$$

(XV.10.)

y asimismo, para la componente de continua  $I_{Co}$  :

$$I_{Co} = \frac{\omega_T}{n \cdot \omega_o} \cdot \frac{I_{bmax}}{\pi} \cdot \left[ \frac{\alpha \cdot \text{sen}(\alpha/2) - (\alpha^2/2) \cdot \cos(\alpha/2)}{[1-\cos(\alpha/2)]} \right]$$

(XV.11.)

Por ello, reemplazando ambas expresiones (XV.10.) y (XV.11.) en la ecuación (XV.8.) se obtendrá una función únicamente dependiente del ángulo de conducción  $2\alpha$  o sea:

$$\eta_I = F_n(2\alpha) \quad \text{(XV.12.)}$$

por lo que la misma, representada gráficamente para la componente fundamental y los tres primeros armónicos ( $n=2$ ,  $n=3$  y  $n=4$ ) arroja el resultado que se aprecia en la figura XV.12., en tanto que en la tabla XV.1. se listan algunos valores característicos del caso  $n=1$  (sintonía de la fundamental).

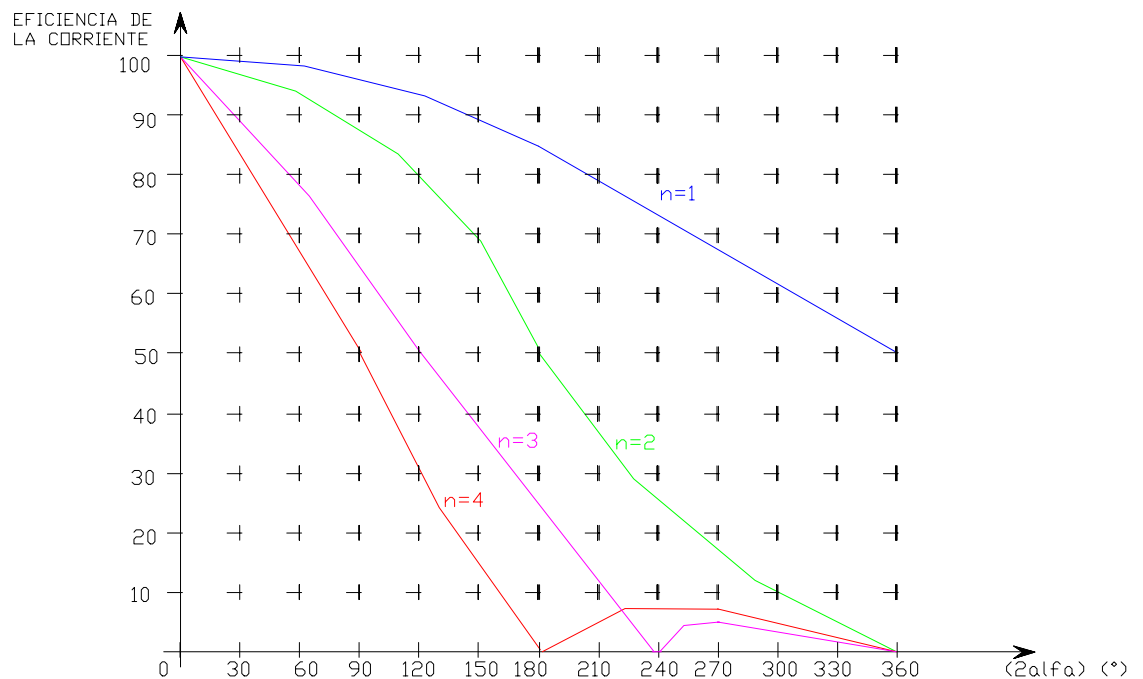


Fig. XV.12.

$\alpha$ (°)	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	110	120	130	140	150	160	170	180
$\eta_I$ (%)	99,8	99,19	98,19	96,8	95,03	92,91	90,46	87,7	84,66	81,37	77,86	74,17	70,32	66,35	62,3	58,21	54,09	50,0

Tabla XV.1. Eficiencia de la Corriente de salida en Fr del Clase C en función del ángulo de conducción.

Por otra parte, del mismo sistema de ecuaciones y serie de Fourier también se pueden establecer los valores máximos o de pico, tanto de la corriente de colector del transistor (los picos de la corriente pulsante) así como de la corriente en la base de dicho transistor, siendo los resultados los que se aprecian a continuación:

$$\frac{I_{cmax}}{I_{Co}} = \frac{\pi [ 2 \cdot \text{sen} (\alpha/2) - \alpha \cdot \text{cos} (\alpha/2) ]}{\alpha \cdot \text{sen} (\alpha/2) - (\alpha^2/2) \cdot \text{cos}(\alpha/2)} \quad (\text{XV.13.})$$

$$\frac{I_{bmax}}{I_{Co}} \cdot \frac{\omega_T}{\omega_o} = \frac{\pi \cdot [ 1 - \text{cos} (\alpha/2) ]}{\alpha \cdot \text{sen} (\alpha/2) - (\alpha^2/2) \cdot \text{cos}(\alpha/2)} \quad (\text{XV.14.})$$

por lo que teniendo en cuenta además a la ecuación (XV.8.) estas funciones también se han agregado en las tres filas subsiguientes de la Tabla XV.2.

$\alpha$ (°)	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	110	120	130	140	150	160	170	180
$\eta_I$ (%)	99,8	99,19	98,19	96,8	95,03	92,91	90,46	87,7	84,66	81,37	77,86	74,17	70,32	66,35	62,3	58,21	54,09	50,0
$\frac{I_{cmax}}{I_{Co}}$	36	18	12	9	7,2	6	5,143	4,5	4	3,6	3,273	3	2,769	2,571	2,4	2,25	2,118	2
$\frac{I_{bmax} \cdot \omega_T}{I_{Co} \cdot \omega_o}$	309,4	77,38	34,42	19,38	12,41	8,634	6,354	4,875	3,86	3,135	2,598	2,19	1,621	1,412	1,252	1,115	1,09	1
$\frac{I_{bn}}{I_{bmax}}$	,0065	,0256	,0571	0,1	,1531	,2152	,2847	,3598	,4386	,5191	,5993	,6772	,7509	,8186	,8786	,9296	,9704	1

Tabla XV.2. Eficiencia de corrientes,  $I_{cmax}$ ,  $I_{bmax}$  Normalizados respecto de  $I_{Co}$  e  $I_{bn}$  Normalizado por  $I_{bmax}$  en función del ángulo de conducción válidos para  $n = 1$ .

#### XV.4.- ESTUDIO DE LA GANANCIA DE POTENCIA DE ENTRADA POR $\alpha$ :

En el gráfico siguiente (Figura XV.13.) representaremos las formas de señal aproximadas de la corriente y la tensión en la entrada del transistor (en el diodo base-emisor). Puede observarse en el mismo la existencia de un desfase  $\phi$  entre dicha corriente y la tensión de excitación, por lo que la potencia de excitación que llamaremos  $P_{bin}$  resultará:

$$P_{bin} = \frac{V_{b1} \cdot I_{b1}}{2} \cdot \text{cos} \phi \quad (\text{XV.15})$$

y como:

$$\phi = (\pi/2) - (\alpha/2) \quad \text{por ello} \quad P_{bin} = \frac{V_{b1} \cdot I_{b1}}{2} \cdot \text{cos} [(\pi/2) - (\alpha/2)]$$

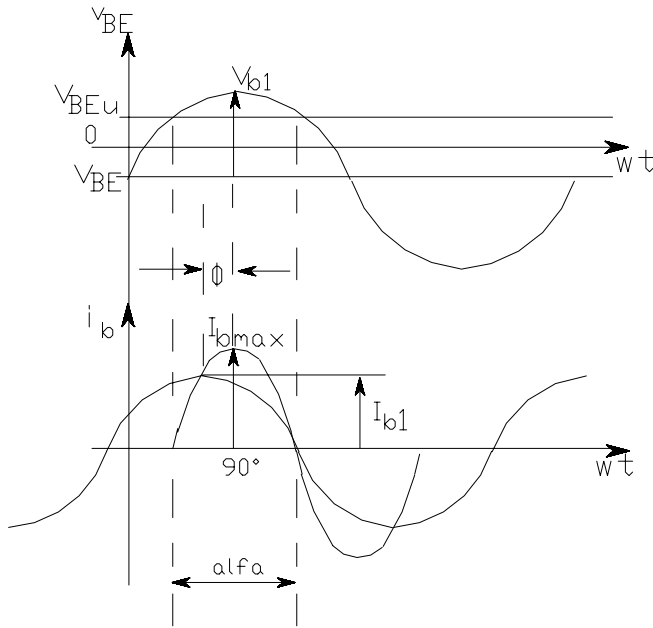


Fig. XV.13.

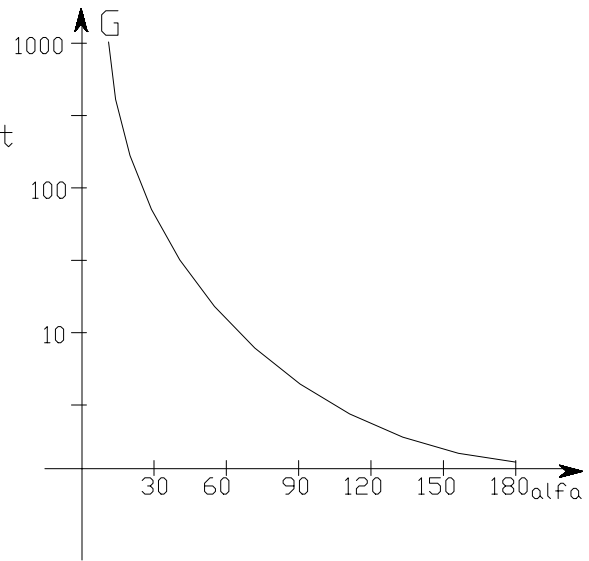


Fig. XV.14.

Entonces si en la expresión (XV.10.) hacemos  $n = 1$  puede obtenerse  $I_{c1}$ , es decir:

$$I_{c1} = \frac{\omega_T \cdot I_{bmax}}{\omega_o \pi [1 - \cos(\alpha/2)]} \cdot \left[ \frac{\cos(\alpha/2) - \cos(3\alpha/2)}{2} - \alpha \cdot \sin(\alpha/2) \right]$$

y si consideramos la ecuación (XV.9.) puede pasarse a la  $I_{b1}$ :

$$I_{b1} = \frac{I_{bmax}}{\pi [1 - \cos(\alpha/2)]} \cdot \left[ \frac{\cos(\alpha/2) - \cos(3\alpha/2)}{2} - \alpha \cdot \sin(\alpha/2) \right] \quad (XV.16.)$$

Por otro lado al observar la figura XV.13. se encuentra que la tensión  $V_{b1}$  repite su valor cuando el ángulo resulta:

$$V_{b1} \cdot \sin[(\pi/2) - (\alpha/2)] = V_{BEu} - V_{BE}$$

$$V_{b1} \cdot \sin[(\pi/2) + (\alpha/2)] = V_{BEu} - V_{BE}$$

o lo que es lo mismo:

$$V_{b1} \cdot \cos(\alpha/2) = V_{BEu} - V_{BE}$$

Entonces quiere decir que cuando el diodo base-emisor conduce la caída de tensión entre sus extremos será:

$$I_{bmax} \cdot r'b = V_{b1} - V_{b1} \cdot \cos(\alpha/2) = V_{b1} \cdot [1 - \cos(\alpha/2)]$$

con lo cual el valor de  $V_{b1}$  quedará expresada por:

$$V_{bl} = \frac{I_{bmax} \cdot r'b}{[1 - \cos(\alpha/2)]} \quad (XV.17.)$$

y por lo tanto, reemplazando las expresiones (XV.16.) y (XV.17.) en la ecuación (XV.15):

$$P_{bin} = \frac{I_{bmax}^2 \cdot r'b \cdot \text{sen}(\alpha/2)}{2\pi \cdot [1 - \cos(\alpha/2)]} \cdot \left[ \frac{\cos(\alpha/2) - \cos(3\alpha/2)}{2} - \alpha \cdot \text{sen}(\alpha/2) \right] \quad (XV.18.)$$

Otra forma de evaluar las ventajas de la operación en clase C es comparar esta potencia necesaria en la excitación del clase C, con la potencia que desarrollaría una señal senoidal (a la entrada de un clase A de potencia) de igual amplitud que  $I_{bmax}$ , es decir:

$$P_{sen} = \frac{I_{bmax}^2 \cdot r'b}{2}$$

definiendo una ganancia de potencia de entrada por  $\alpha$  según:  $G(\alpha) = \frac{P_{bin}}{P_{sen}}$

que en consecuencia arroja como resultado:

$$G(\alpha) = \frac{\text{sen}(\alpha/2)}{\pi \cdot [1 - \cos(\alpha/2)]} \cdot \left[ \frac{\cos(\alpha/2) - \cos(3\alpha/2)}{2} - \alpha \cdot \text{sen}(\alpha/2) \right] \quad (XV.19)$$

que se ha representado en la figura XV.14. y donde puede observarse que dicha ganancia se incrementa conforme se reduzca el ángulo de circulación  $\alpha$ , alcanzando el valor aproximado de 1000 cuando dicho ángulo es un tanto inferior a  $15^\circ$ . Sin embargo en dicho razonamiento debe tenerse siempre presente que se supone  $I_c$  constante, es decir que si para  $\alpha = 180^\circ$  y un cierto  $I_{c1}$ , se requiere una cierta  $P_{bin}$ , para  $\alpha = 30^\circ$  (por ejemplo) y para la misma  $I_{c1}$ , se requerirá  $100 \cdot P_{bin}$ .

#### XV.5.- VERIFICACIÓN DE UNA ETAPA CLASE C CON TRANSISTOR EFECTO DE CAMPO:

Consideremos la necesidad de verificar el comportamiento de una etapa amplificadora que se ajusta al circuito indicado en la figura XV.15. para lo cual se nos proporcionan los siguientes datos:

$$F_o = 10 \text{ MHz.}; \quad V_{gmax} = 2 \text{ V}; \quad \eta(\%) > 75 \%$$

$$\text{Transistor: } I_{DSS} = 4 \text{ mA}; \quad V_p = -2 \text{ V}$$

- 1) realizar los diagramas de tensiones y corrientes e indicar la clase de funcionamiento;
- 2) indicar el ángulo de circulación de corriente en drenaje;
- 3) hallar las componentes de continua y fundamental de la corriente de drenaje ( $I_{do}$  e  $I_{d1}$ );
- 4) calcular los valores de  $V_{DSmax}$  y de  $V_{DSmin}$ ;

- 5) determinar las potencias de señal de salida, disipada por el transistor y entregada por la fuente de alimentación ( $P_s$ ;  $P_D$  y  $P_{DD}$ );
- 6) hallar el valor de la resistencia de carga dinámica  $R_L$  para máxima transferencia de energía;
- 7) calcular el valor de  $L$ ,  $C$  y  $C_a$  y estimar el valor del factor de mérito del circuito resonante  $Q$ ;

1) En la gráfica de la figura XV.16. se han representado las formas de señal de la tensión de excitación  $v_g$  y las del modelo de sinusoide parcial para la corriente de salida de drenaje, siendo evidente el funcionamiento del amplificador en clase C.

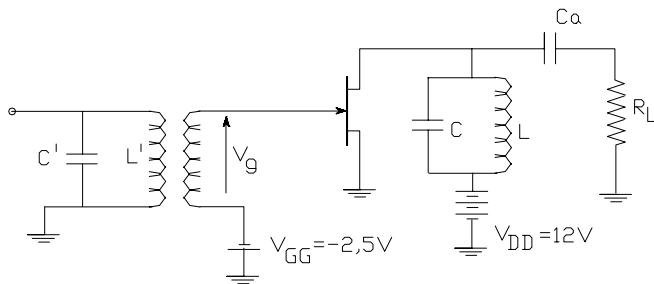


Fig. XV.15

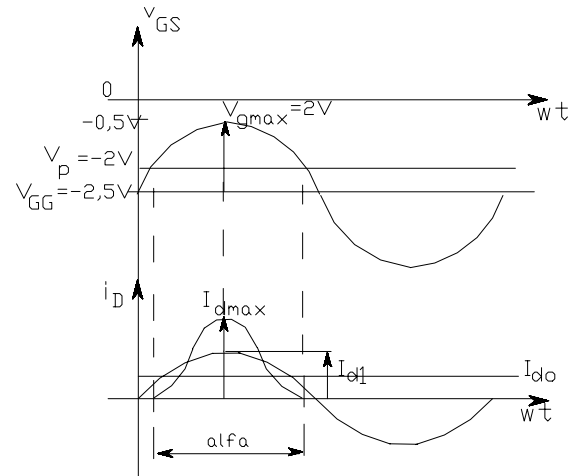


Fig. XV.16.

Admitiendo un funcionamiento del transistor unipolar en la zona lineal, es decir a canal bloqueado en un punto fuera de la zona de resistencia controlada por tensión:

$$i_{Dmax} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GSmax}}{V_p} \right)^2 = 4 \text{ mA} \left( 1 - \frac{-0,5}{-2} \right)^2 = 2,25 \text{ mA}$$

y dado que para tal forma operativa debe cumplirse que  $v_{DS} > (v_{GS} - V_p)$  la  $v_{DSmin}$  posible será para nuestro caso:

$$v_{DSmin} = v_{GSmax} - V_p = -0,5 - (-2) = 1,5 \text{ V}$$

2) Habrá circulación de corriente en drenaje cuando  $v_{GS} > V_p$  y ello ocurre a partir de  $\alpha/2$ , por lo cual:

$$V_{GG} + V_{gmax} \cdot \cos(\alpha/2) = V_p \quad (\text{XV.20.})$$

siendo:

$$v_{GS} = V_{GG} + V_{gmax} \cdot \cos(\alpha/2)$$

entonces a partir de la expresión (XV.20.) obtenemos:

$$\alpha/2 = \arccos \frac{V_p - V_{GG}}{V_{gmax}}$$

por lo que en nuestro caso:

$$\alpha = 2 \cdot \arccos \frac{-2 - (-2,5)}{2} = 151^\circ 2' 42''$$

se confirma asimismo que se trata de un amplificador clase C.

3) Calcularemos  $I_{do}$  e  $I_{d1}$  por el método de CHAFFEE. Para ello confeccionaremos la siguiente Tabla XV.3., recordándose que:

$$v_{GS} = -2,5 \text{ V} + 2\text{V} \cdot \cos(\omega t)$$

$$i_D(\omega t) = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p}\right)^2 = 4 \text{ mA} \left(1 - \frac{v_{GS}}{-2}\right)^2 \quad \text{para} \quad v_{GS} > V_p$$

Punto	w t	$v_{GS}$	$i_D(\omega t)$
0 $[i_{do}]$	0	-0,5 V	2,25 mA
1 $[i_{d1}]$	15°	-0,568 V	2,05 mA
2 $[i_{d2}]$	30°	-0,768 V	1,51 mA
3 $[i_{d3}]$	45°	-1,086 V	0,83 mA
4 $[i_{d4}]$	60°	-1,5 V	0,25 mA
5 $[i_{d5}]$	75°	-1,982 V	$3,11 \cdot 10^{-4}$ mA
6 $[i_{d6}]$	90°	-2,5 V	0

Tabla XV.3. Método de Chaffee aplicado a un fet clase C

por lo tanto, por este método calculamos:

$$I_{do} = \frac{1}{12} \cdot \left( \frac{[i_{do}] + [i_{d6}]}{2} + [i_{d1}] + [i_{d2}] + [i_{d3}] + [i_{d4}] + [i_{d5}] \right) \quad \text{o sea}$$

$$I_{do} = \frac{1}{12} \cdot \left( \frac{2,25 + 0}{2} + 2,05 + 1,51 + 0,83 + 0,25 + 0 \right) = 0,48 \text{ mA}$$

e

$$I_{d1} = \frac{1}{6} \cdot \left( \frac{[i_{do}]}{2} + [i_{d1}] \cdot \cos 15^\circ + [i_{d2}] \cdot \cos 30^\circ + [i_{d3}] \cdot \cos 45^\circ + [i_{d4}] \cdot \cos 60^\circ + [i_{d5}] \cdot \cos 75^\circ \right)$$

$$I_{d1} = \frac{1}{6} \cdot \left( \frac{2,25}{2} + 2,05 \cdot 0,966 + 1,51 \cdot 0,866 + 0,83 \cdot 0,707 + 0,25 \cdot 0,5 + 0 \cdot 0,259 \right) = 0,854 \text{ mA}$$

4) Como el mínimo valor posible de  $v_{DS}$  fue ya determinado como condición de no operar en la zona de resistencia controlada por tensión del transistor, ello trae aparejado que la tensión de salida de la componente fundamental pueda alcanzar el valor:

$$V_{ds1} \text{ máximo posible} = V_{DD} - v_{DS\text{min}} \text{ posible} = 12 - 1,5 = 10,5 \text{ V}$$

y en consecuencia el máximo valor posible de la tensión drenaje-fuente es:

$$v_{DS} \text{ máximo posible} = V_{DD} + V_{ds1\text{max. posible}} = 12 + 10,5 = 22,5 \text{ V}$$

Se determinará más adelante que valores de  $V_{ds1}$ ;  $v_{DS\text{min}}$  y  $v_{DS\text{max}}$  de acuerdo a las potencias que se solicitan y se deben de poner en juego (punto siguiente).

5) La potencia de continua que la fuente le debe suministrar a la etapa es

$$P_{DD} = V_{DD} \cdot I_{do} = 12 \text{ V} \cdot 0,48 \cdot 10^{-3} = 5,76 \text{ mW}$$

Por otro lado la potencia de salida será:

$$P_s = \frac{\eta (\%) \cdot P_{DD}}{100} = 0,75 \cdot 5,76 \text{ mW} = 4,32 \text{ mW}$$

por lo que la tensión  $V_{ds1}$  que la debe desarrollar es: 
$$V_{ds1} = \frac{2 \cdot P_s}{I_{d1}} = \frac{2 \cdot 4,32 \cdot 10^{-3}}{0,854 \cdot 10^{-3}} = 10,12 \text{ V}$$

Entonces si adoptamos un valor un tanto superior como  $V_{ds1} = 10,4 \text{ V}$  se pueden recalcar:

$$\begin{aligned} v_{DS} \text{ mínimo} &= V_{DD} - V_{ds1} = 12 - 10,4 = 1,6 \text{ V} \\ v_{DS} \text{ máximo} &= V_{DD} + V_{ds1} = 12 + 10,4 = 22,4 \text{ V} \\ P_s &= \frac{V_{ds1} \cdot I_{ds1}}{2} = 4,44 \text{ mW} \end{aligned}$$

y entonces el rendimiento:

$$\eta (\%) = \frac{P_s}{P_{DD}} \cdot 100 = 77 \%$$

7) finalmente la resistencia de carga dinámica que debe presentársele al terminal de drenaje:

$$R_L = \frac{V_{ds1}}{I_{d1}} = \frac{10,4 \text{ V}}{0,854 \cdot 10^{-3}} = 12,178 \text{ KOhm}$$

## XV.6.- CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO:

Supongamos que los datos que nos proporcionen para encarar el diseño sean:

$$P_s ; V_{CC} ; F_o \text{ y uso de transistor bipolar.}$$

entonces el problema de diseño del Amplificador clase C sintonizado de RF puede encararse de la siguiente forma:

- 1) se adopta el transistor, para lo cual lo mejor es seguir las recomendaciones de los fabricantes ya que por lo general clasifican sus productos de acuerdo al uso específico para lo que han sido diseñados;
- 2) se adopta  $V_{CEmin}$  y por ende el rendimiento  $\eta_V$  se determina mediante la aplicación de la ecuación (XV.7.);
- 3) se adopta el rendimiento  $\eta$  y luego se determina el eficiencia de corrientes  $\eta_I$  por medio de la ecuación (XV.6.);
- 4) se opta por proyectar un amplificador sintonizado en la frecuencia fundamental ( $n = 1$ ) entonces puede trabajarse con la Tabla XV.1. y obtener el correspondiente valor del ángulo de circulación  $\alpha$ ; (si se optara por encarar el proyecto como duplicador, triplicador o cuadruplicador de frecuencias se ingresaría al gráfico de la figura XV.12.);
- 5) puede calcularse la potencia que debe suministrar la fuente de alimentación ( $P_{CC}$ ) y con ella la componente de continua de la corriente de colector ( $I_{C0}$ ) así como la potencia que debe poder disipar el transistor (determinación del disipador)

$$P_{CC} = \frac{P_s}{\eta} \quad ; \quad I_{C0} = \frac{P_{CC}}{V_{CC}} \quad \text{y} \quad P_D = P_{CC} - P_s$$

- 6) la corriente  $I_{c1}$  puede calcularse aplicando:

$$I_{c1} = \frac{2 \cdot P_s}{V_{CC} - V_{CEmin}}$$

y con ella verificar el valor precedentemente calculado de  $I_{C0}$  mediante la aplicación de la ecuación (XV.8.).

- 7) con la  $I_{c1}$  precedentemente calculada es posible determinar la  $I_{b1}$  aplicando:

$$I_{b1} = I_{c1} \frac{\omega_o}{\omega_T}$$

y con dicha  $I_{b1}$  y  $\alpha$  se obtiene e  $I_{bmax}$  por aplicación (XV.16.)

- 8) con esta  $I_{bmax}$  y una estimación de la resistencia del diodo base-emisor polarizado en directo  $r'b$  es posible determinar la amplitud de la tensión de excitación necesaria por aplicación de la ecuación (XV.17).

9) se calcula la tensión de polarización inversa necesaria  $V_{BE}$  aplicando:

$$V_{BE} = -V_{b1} \cdot \cos(\alpha/2) + V_{BEu}$$

10) se verifica que la tensión de polarización inversa precedentemente calculada este por debajo de a tensión de ruptura del diodo base-emisor, es decir:

$$V_{BE} \ll BV_{BE}$$

11) se determina la resistencia de carga dinámica según:  $r_c = \frac{V_{c1}}{I_{c1}}$

y de acuerdo con el Q del circuito resonante o banda pasante necesaria la correspondiente reactancia inductiva o inductancia L si se conoce  $R_L$ . Mas tarde con la ecuación de  $F_o$  la capacidad de dicho circuito también puede ser determinada.

#### XV.7.- EJEMPLO DE PROYECTO:

Veamos un ejemplo con un planteo un tanto diferente. Supongamos que se solicite diseñar un amplificador de potencia clase C, utilizando como elemento activo un transistor bipolar de las siguientes características:

$$\begin{array}{ll} BV_{CEo} = 24 \text{ V} & V_{CE(sat)} = 2 \text{ V} \\ F_T = 500 \text{ MHz} & r'_b = 2 \text{ Ohm} \end{array}$$

Dicho amplificador operará a una frecuencia de 100 MHz, deberá entregar a la salida una potencia de 10 W y será alimentado con una fuente de alimentación cuya tensión de salida es de 12 V.

a)  $V_{c1} \text{ máximo posible} = V_{CC} - V_{CE(sst)} = 12 - 2 = 10 \text{ V}$

b)  $I_{c1} = \frac{2 \cdot P_s}{V_{c1}} = \frac{2 \cdot 10 \text{ W}}{10 \text{ V}} = 2 \text{ A}$

c) adoptamos un  $\eta = 0,70$  y como  $\eta_v = \frac{V_{c1}}{V_{CC}} = \frac{10 \text{ V}}{12 \text{ V}} = 0,833$  entonces  $\eta_I = 0,84$

Entonces de la Tabla XV.1.:

$$\alpha = 90^\circ$$

d)

La componente continua de la corriente de colector surge de:

$$\eta_I = \frac{I_{c1}}{2 \cdot I_{co}} \text{ por lo que } I_{co} = \frac{I_{c1}}{2 \cdot \eta_I} = \frac{2 \text{ A}}{2 \cdot 0,84} = 1,19 \text{ A}$$

e) A partir de la ecuación (XV.11.)

$$\frac{\omega_T}{\omega_o} \cdot \frac{I_{bmax}}{I_{Co}} = \left[ \frac{\alpha \cdot \text{sen}(\alpha/2) - (\alpha^2/2) \cdot \text{cos}(\alpha/2)}{\pi \cdot [1 - \text{cos}(\alpha/2)]} \right] = 3,86$$

de la expresión (XV.13.):

$$\frac{I_{cmax}}{I_{Co}} = \frac{\pi [2 \cdot \text{sen}(\alpha/2) - \alpha \cdot \text{cos}(\alpha/2)]}{\alpha \cdot \text{sen}(\alpha/2) - (\alpha^2/2) \cdot \text{cos}(\alpha/2)} = 4$$

y de las ecuaciones (XV.9.) y (XV.10.)

$$\frac{I_{b1}}{I_{bmax}} = \frac{1}{\pi [1 - \text{cos}(\alpha/2)]} \cdot \left\{ \frac{\text{cos}[n\alpha + (\alpha/2)] - \text{cos}(\alpha/2)}{n + 1} + \frac{\text{cos}[n\alpha - (\alpha/2)] - \text{cos}(\alpha/2)}{n - 1} + \frac{2\text{cos}(\alpha/2)}{n} \cdot (1 - \text{cos } n\alpha) \right\}$$

$$\frac{I_{b1}}{I_{bmax}} = 0,4386$$

f)

A partir de tales relaciones puede calcularse:

$$I_{bmax} = \frac{3,86 \cdot I_{Co} \cdot \omega_o}{\omega_T} = \frac{3,86 \cdot 1,19 \cdot 100}{500} = 0,918 \text{ A}$$

$$I_{b1} = 0,436 \cdot I_{bmax} = 0,436 \cdot 0,918 = 0,402 \text{ A}$$

$$I_{cmax} = 4 \cdot I_{Co} = 4 \cdot 1,19 = 4,76 \text{ A}$$

g)

Entonces según la ecuación (XV.17.):

$$V_{b1} = \frac{I_{bmax} \cdot r'b}{[1 - \text{cos}(\alpha/2)]} = \frac{0,918 \cdot 2}{(1 - \text{cos } 45^\circ)} = 6,27 \text{ A}$$

y por la figura XV.13.:

$$V_{BE} = -V_{b1} \cdot \text{cos}(\alpha/2) + V_{BEu} = -6,27 \cdot \text{cos } 45^\circ + 0,7 = -3,733$$

h)

En consecuencia:

$$P_{CC} = V_{CC} \cdot I_{co} = 12 \cdot 1,19 = 14,28 \text{ W}$$

$$P_D = P_{CC} - P_S = 14,28 - 10 = 4,28 \text{ W}$$

i)

Finalmente

$$P_{bin} = \frac{V_{b1} \cdot I_{b1}}{2} \cdot \text{sen}(\alpha/2) = \frac{6,27 \cdot 0,402}{2} \cdot \text{sen} 45^\circ = 0,891 \text{ W}$$

y

$$A_p = \frac{P_S}{P_{bin}} = \frac{10 \text{ W}}{0,891 \text{ W}} = 11,22 \quad \text{o bien } 10,5 \text{ dB}$$