



Índice

Introducción

Recepción

Receptores Superheteroninos (Actualizado el 10/10/18)
Ruido en Receptores: Térmico y por Intermodulación (Actualizado el 26/10/20)
Sintonizador de RF (Actualizado el 09/11/20)
Amplificador regenerativo en RF (Actualizado el 23/09/18)
Control Automático de Ganancia (C.A.G.) (Actualizado el 27/11/18)
Conversión de Frecuencia (Actualizado el 14/12/20)
Rechazos de Frecuencias indeseables (Actualizado el 06/09/18)

Transmisión

Amplificador Transmisor en clase C (Actualizado el 29/10/19)

Modulación

Modulador de MF en alto nivel (Actualizado el 16/10/17)
Modulador de MF en bajo nivel (Actualizado el 08/10/19)

Demodulación

Demodulación de amplitud en MA (Actualizado el 06/10/20)
Demodulación de amplitud en BLU (Actualizado el 26/10/20)
Demodulación de MF con LFF (Actualizado el 26/10/20)
Discriminador de Relación (Actualizado el 16/10/17)
Multiplicadores (Actualizado el 03/10/20)
Demodulación Angular (varios) (Actualizado el 26/10/18)

Varios

Inversores y Convertidores monofásicos (Actualizado el 06/11/17)
Generadores de Diente de Sierra de Corriente y de Tensión (Actualizado el 27/11/18)
Multivibradores (Actualizado el 02/11/18)
Inductores (Actualizado el 22/09/18)
Ejercicios sobre Inductores (Actualizado el 22/09/18)
Misceláneos (Actualizado el 26/10/20)

- El Diodo de Silicio
- El Transistor Bipolar de Juntura (TBJ)
- Autopolarización en clase C
- El inductor con núcleo magnético polarizado (imán)

El fenómeno de correlación en un inductor
El Transformador de RF
El pasaje de LC serie a paralelo
Propiedades de las 2 las sintonías
Las 3 zonas de radiacion

Introducción

El presente contenido desarrolla en teoría y práctica el programa de la cátedra de “Circuitos Electrónicos II” dictado en el Dep. de Electrónica, Fac. de Ingeniería, Univ. Nac. de Mar del Plata, Argentina, ciclo 2019.

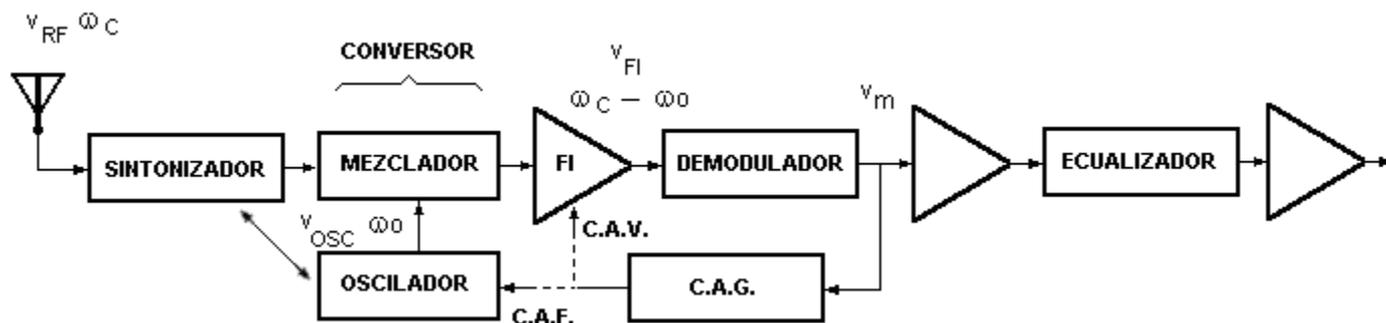
El mismo ha sido confeccionado como guía de estudio para sus alumnos y se dedica al ingeniero Fernando Clara quien ha forjado durante largos años su enseñanza en la cátedra.

Receptores Superheterodinos

La técnica que se aplica a los receptores de comunicaciones consiste en recibir una señal previamente modulada en amplitud (MA) o ángulo (frecuencia MF o fase PM) y, pasándola por una etapa llamada *convertora* (mezcladora, batidora o *heterodinadora*) reducirá proporcionalmente dicho espectro para operar con una magnitud de frecuencias operable llamada *frecuencia intermedia* (FI). Esta última será luego será procesada convenientemente por una etapa denominada *demoduladora* (o discriminadora) para luego ser amplificada su nivel convenientemente.

La llamada conversión de frecuencias, también conocida como heterodinaje nace con el inventor canadiense Reginald Fessenden (1866-1932) en 1905 con su propuesta para producir una señal audible de 3 kHz de las transmisiones inaudibles del código Morse provenientes de dos transmisores generadas por el antiguo alternador Alexanderson. Las señales serían batidas produciendo un efecto “supersónico” o escuchable a partir de los “poderes diferentes” de sus frecuencias inaudibles y, en otras palabras, se habría acuñado el vocablo “super-hetero-dino” —”dino” implica “poder” o “fuerza”. En síntesis, entiendo que podríamos pensar con rectitud que la palabra “*superheterodino*” significa “*el poder audible dado por frecuencias diferentes*”.

Seguido representamos esquemáticamente los procesos de un receptor típico.

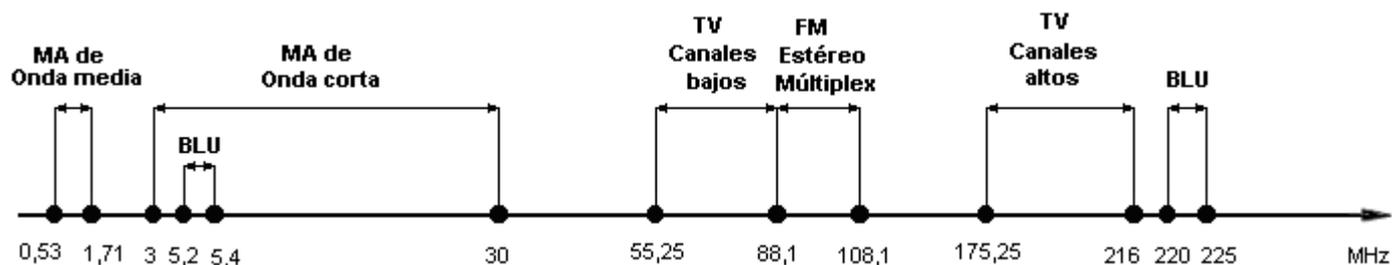


Aquí pueden destacarse las siguientes consideraciones:

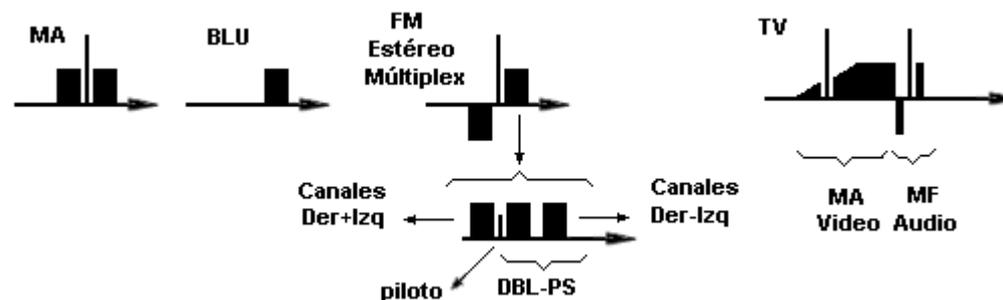
- v_{RF} es la señal de radiofrecuencia de entrada modulada, v_{OSC} la del oscilador local, v_{FI} la intermedia que llamamos FI y v_m la demodulada finalmente.
- La FI siempre es de una frecuencia de portadora constante resta entre la de entrada y la del oscilador, debido al acople mecánico entre la sintonía de entrada y la del oscilador local, facilitando con esto las operaciones de demodulación.
- El equalizador que se ha incorporado existirá según el tipo de modulación existente.
- El *control automático de ganancia* (C.A.G.) realimenta negativamente para mantener una amplitud constante de la portadora de la FI, ya sea como un *control automático de volumen* (C.A.V. en receptores de MA) o bien como *control automático de frecuencia* (C.A.F. en receptores de FM).

Básicamente existen los siguientes tipos de radiodifusión (*broadcasting*) masiva y otras que estudiaremos. Sus bandas aproximadamente son las siguientes:

- MA de Onda media de 0,53-1,71 MHz
- MA de Onda corta de 3-30 MHz
- MF Estéreo Múltiplex (incluye lo Monoaural) de 88,1-108,1 MHz
- TV (América) de Canales bajos (2 al 6) de 55,25-88,1 Mz y altos (7 al 13) de 175,25-216,1 MHz
- BLU para Radioaficionados de 5,258-5,403 MHz y 220-225 MHz



Y las modulaciones también. Se destaca la FM Estéreo Multiplexada en la frecuencia porque se modula en MA común los canales Derecho e Izquierdo, mientras que en Doble Banda Lateral con Portadora Suprimida (DBL-PS) su resta, habiéndose generado con la sincronía de una señal piloto a mitad de su valor. También podemos ver que en la TV se modula en MA común con una técnica llamada de Banda Lateral Vestigial la señal de video, mientras que la audible en MF simple.



Ruido en Receptores

Llamamos así al conjunto de señales extrañas a la transmisión que se introducen en el medio de transmisión provocando alteraciones de amplitud del voltaje y variaciones de frecuencia. Será necesario mencionar que el tema que nos proponemos estudiar pertenece a un conjunto de problemas acuñados bajo el concepto de **Perturbaciones en las Comunicaciones**, siendo ellas básicamente las siguientes:

- **Ruido Térmico**
- **Ruido por Intermodulación**
- **Diafonía** (también llamado *Crosstalk*, se produce cuando las señales se transmiten en medios adyacentes donde parte de las señales de uno, producto del acoplamiento normalmente magnético que produce la corriente de la señal mensaje, perturba la señal en el otro. Por ejemplo el cruce de conversaciones en la telefonía analógica)
- **Ruido impulsivo electromagnético** (este tipo de inconveniente es impredecible puesto que siempre está presente en forma de sobresaltos o picos de tensión en el suministro de energía. Este tipo de ruido no es muy notable en la transmisión de señales analógicas pero en la transmisión de señales digitales podría provocar pérdida de datos)
- **Distorsión por Retardo** (si la señal se transmite mediante guías de ondas la velocidad de propagación varía con la frecuencia, por lo que los distintos armónicos de la señal no viajan todas a la misma velocidad. Unos datos pueden solaparse con los anteriores. Por lo que se presentará la distorsión de retraso y para contrarrestar esto se requiere el uso de técnicas de ecualización)

Ruido Térmico

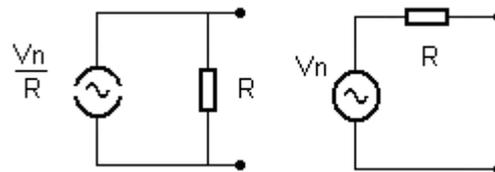
Generalidades

El movimiento y energía permanente molecular en un material dado por sus electrones induce en el mismo un autocalentamiento que en nuestra disciplina electrónica es observado como indeseable y se lo llama **Ruido Térmico** (también **Blanco**, de **Granalla**, o de **Johnson-Nyquist**). Esto es tanto para resistencias físicas como la virtual de una antena, y quedan exentas de esto todas las reactividades físicas como virtuales.

Como su espectro de armónicas posee una densidad constante por eso se lo ha llamado Blanco. La propia capacitancia distribuída del componente, o bien conectada externamente, limitará su perjudicial producción a un ancho de banda determinado pues sino su concepto pasará los límites de toda racionalidad y sería infinita.

Aplicando los teoremas de Norton o Thévenin puede interpretarse de la siguiente manera:

$$V_n^2 = 4 K T B R$$

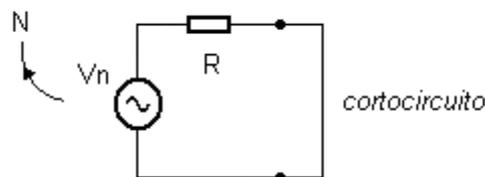


donde

- V_n → tensión eficaz de Ruido Térmico (V)
- $K \sim 1,38 \cdot 10^{-23}$ (W / °K Hz = J / °K) → constante de Boltzman
- T → temperatura absoluta (°K)
- B → ancho de banda (Hz)
- R → resistencia (Ω)

y la potencia de Ruido que se autogenera (o bien disponible) liberando al ambiente

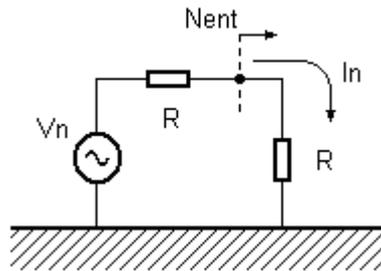
$$N = V_n^2 / R = 4 K T B$$



La Figura de Ruido y la Temperatura Equivalente

Cuando se tiene un **sistema adaptado** a su entrada, podemos ver la potencia de Ruido que ingresa al mismo a su entrada N_{ent} (o entregada al receptor amplificador)

$$N_{ent} = I_n^2 R = (V_n/2R)^2 R = V_n^2 / 4R = KTB$$



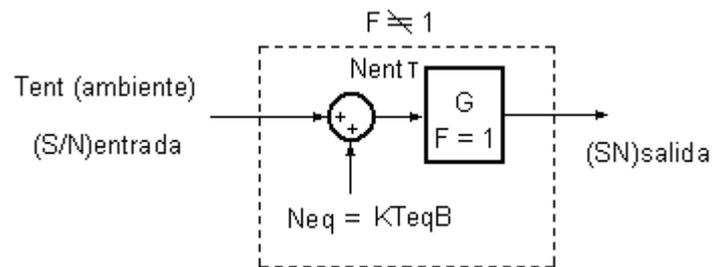
Se comprenderá asimismo que cuando se tiene una señal ésta estará siempre acompañada de un Ruido Térmico necesariamente. Por tanto es útil referir aquí al mérito de esta portación como el cociente de potencias que lleva, así definiendo lo que se denomina relación Señal/Ruido (S/N o bien SNR).

Paralelo a esto, en un sistema dado, se suele especificar su mérito con la Figura de Ruido (F) que es definida como

$$F \triangleq (S/N)_{entrada} / (SN)_{salida}$$

y para considerarlo se recurre a un modelo como el de la figura siguiente **que estará adaptado** y donde se piensa que a todo el Ruido que es recibido su entrada N_{ent} provisto por un ambiente (donde está alojado el sistema o equipo) de temperatura T_{ent} se le suma otro N_{eq} dado por una Temperatura Equivalente (T_{eq}), y que luego traspasa al sistema dado como "silencioso" de ganancia de potencia G

$$N_{ent_T} = N_{ent} + K T_{eq} B = N_{ent} + N_{eq}$$



$$F = (S_{ent}/N_{ent}) / (S_{sal}/N_{sal}) = (S_{ent}/N_{ent}) / (G \cdot S_{ent} / G \cdot N_{ent_T}) = N_{ent_T} / N_{ent} = 1 + (N_{eq} / N_{ent}) = 1 + T_{eq}/T_{ent} \geq 1$$

o sea, dicho en otras palabras, podemos pensar que el sistema receptor si bien es "silencioso" posee lamentablemente una temperatura interna que aumenta a la de entrada (ambiente) en este factor $(F - 1)$

$$T_{eq} = (F - 1) T_{ent}$$

o bien que el Ruido total de entrada está amplificado en la magnitud G

$$N_{sal_T} = G N_{ent_T} = G (N_{ent} + N_{eq}) = G (K T_{ent} B + K T_{eq} B) = G K T_{ent} B (1 + T_{eq}/T_{ent}) = F G K T_{ent} B = F G \cdot K T_{ent} B$$

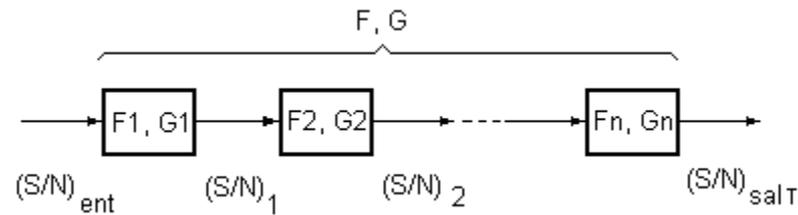
$\Rightarrow F = N_{sal} / G \cdot KTB$ (donde T es la T_{ent} o ambiente donde está alojado el sistema o amplificador y N_{sal} la N_{sal_T})

Paralelo a esto se comenta que se la suele llamar Mínima Potencia Discernible del Ruido (MDS) por ser la que debe igualar o superar la señal útil de entrada S_{ent} para poder identificarse. O sea la suma de la que entra y la del amplificador: $MDS \triangleq KTB + K T_{eq} B = (1 + T_{eq}/T) KTB = F \cdot KTB$

Etapas en cascada

Al disponer en cascada n etapas $G_1 G_2 \dots G_n$ con figuras de ruido distintas, resulta la ganancia total de potencia

$$G = S_{n+1} / S_1 = S_{n+1} / S_1 \cdot S_2 / S_2 \cdot S_3 / S_3 \dots = G_1 G_2 \dots G_n$$



Si fuesen sólo dos etapas resulta por lo visto precedentemente

$$G = G_1 G_2$$

$$N_{salT} = G N_{ent} + KTB$$

$$F = N_{salT} / G.KTB = (G N_{ent} + KTB) / G.KTB$$

$$\Rightarrow N_{ent} = (F - 1) KTB$$

y con ello

$$N_{salT} = FG.KTB = N_{sal1}.G_2 + N_{sal2}$$

$$N_{sal1} = F_1 G_1.KTB \rightarrow \text{Ruido que provee } G_1 \text{ y es amplificado por } G_2$$

$$N_{sal2} = (F_2 - 1).KTB \rightarrow \text{Ruido que provee } G_2$$

$$\Rightarrow FG.KTB = F_1 G_1.KTB.G_2 + (F_2 - 1).KTB$$

$$\Rightarrow F = F_1 + (F_2 - 1)/G_1$$

y si generalizamos resulta fnalmente

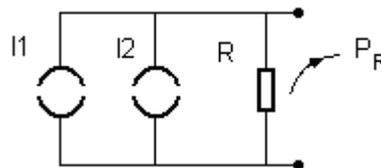
$$F = F_1 + (F_2 - 1)/G_1 + (F_3 - 1)/G_1 G_2 + \dots + (F_n - 1)/G_1 G_2 \dots G_{n-1}$$

Las potencias de ruido superpuestas

Este es un tema que se quiere aclarar porque por lo común se cometen errores con sus aplicaciones.

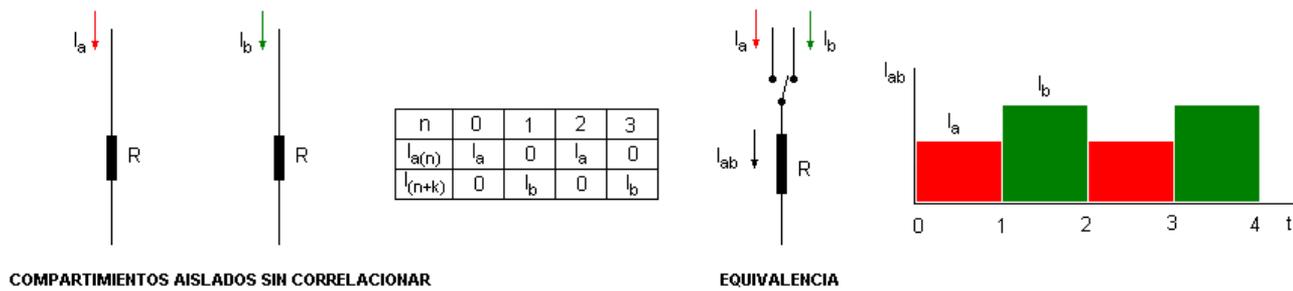
Cuando varias fuentes de energía se aplican a una resistencia, la energía total no será la suma individual sino que hay una *correlación cruzada hamiltoniana* que considerar, puesto que el *teorema de superposición* de la electrotecnia no es aplicable a potencias, determinando que deben primero sumarse todos los sumideros. Un ejemplo bastará para demostrar esto

$$P_R = (I_1 + I_2)^2 R \rightarrow \text{Bien} \quad \neq (I_1^2 + I_2^2) R \rightarrow \text{Mal}$$



La correlación cruzada

Para poder comparar esto, pensemos en una implementación eléctrica como se muestra en la figura. Un generador implementa sobre el circuito dos señales de corriente continua I_a e I_b y que se hallarán correlacionadas: una aparecerá luego de la otra, aplicadas sobre un resistor R configurando una total I_{ab} . Este efecto es como si fueran sistemas, es decir circuitos, totalmente separados uno del otro.



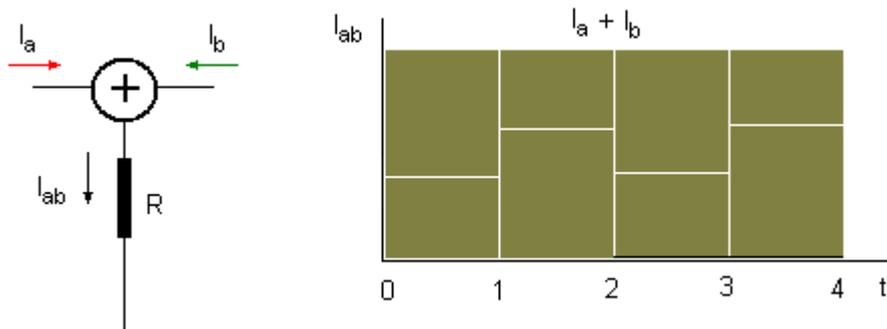
Aquí la *correlación cruzada* C_{ab} entre ambas corrientes valdrá

$$C_{ab} = (1 / N) \sum_{n=0}^{N-1} I_a(n) I_b(n+k)$$

donde $N (= 4)$ es el número de elementos, n los períodos considerados y $k (= 1)$ el retraso. O se que si se me permite hablaré de una *correlación cruzada normalizada* C_n

$$C_n = N C_{ab} = \sum_{n=0}^3 I_a(n) I_b(n+1) = 2 I_a I_b$$

Seguidamente implementaremos otro segundo circuito que sume ambas corrientes para hallar la Potencia P sobre el resistor normalizada a R



$$I_{ab} = I_a + I_b$$

$$P/R = I_{ab}^2 = (I_a + I_b)^2 = I_a^2 + 2 I_a I_b + I_b^2 = I_a^2 + I_b^2 + C_n \neq I_a^2 + I_b^2$$

cuestión que pone en evidencia que el *teorema de superposición* de la electrotecnia no es posible aplicarlo a las energías (Potencias) si no se corrige su efecto con la *correlación cruzada*.

Ejercicios de aplicación

Ejercicio 1

El amplificador de RF de un receptor se ha implementado con un transistor BF200 operando en emisor común. Se halla polarizado con una alimentación de 10V y una resistencia de 470 kΩ en su base. Los circuitos de sintonía simple de

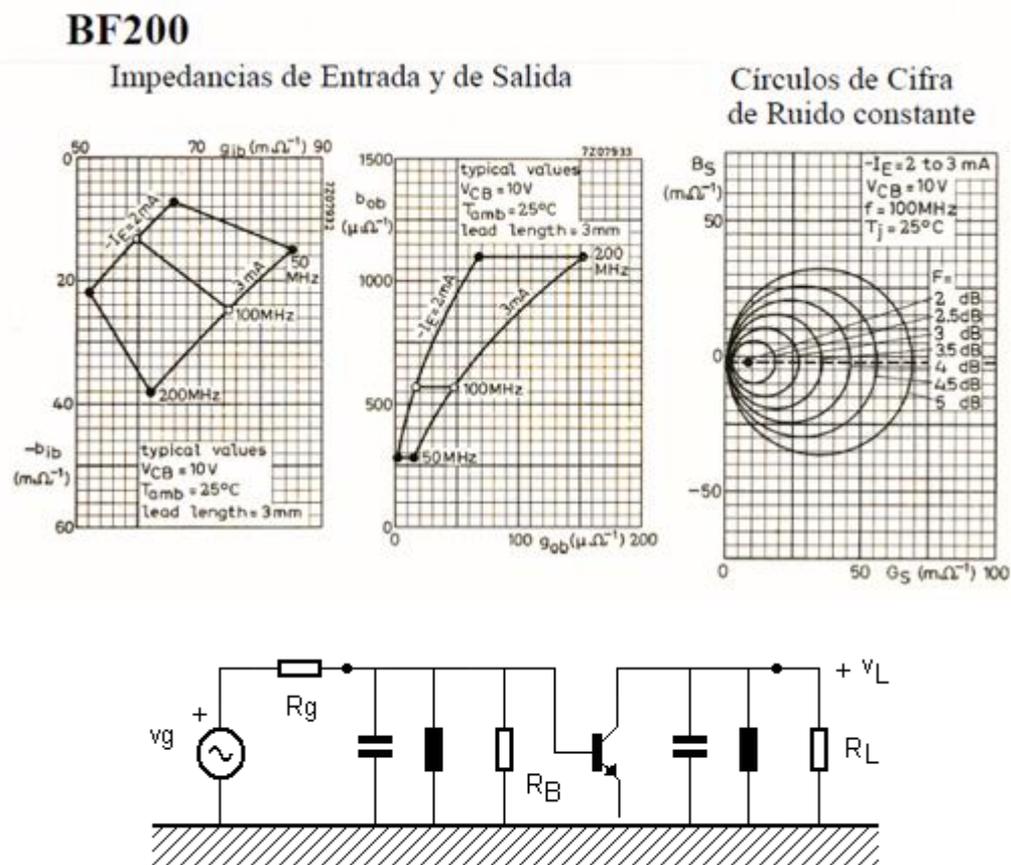
entrada (si bien se ha elegido aquí uno paralelo por simplicidad, se debe saber que será prudente una entrada de sintonía en serie) y salida sin pérdidas apreciables poseen un ancho de banda de 340 kHz cada uno. La entrada ve una impedancia de 300 Ω hacia el generador y el colector posee una carga de 1000 Ω . Se pide:

- Calcular el punto de trabajo y con la hoja de datos obtener los parámetros de funcionamiento para 100 MHz
- Hallar las ganancias de tensión y potencia expresándolas en decibeles
- Hallar la potencia de Ruido en la salida
- Hallar la mínima potencia de señal discernible MDS
- Hallar la temperatura equivalente de ruido
- Hallar la tensión de entrada del generador en vacio necesaria para obtener una SNR de 20 dB en la salida del amplificador

Solución

a) De la hoja de datos disponibles elegimos:

$I_C = 2 \text{ mA}$, $V_{CE} = 10 \text{ V}$, $R_g = 300 \Omega$, $y_{fe} = 70 \text{ mS}$, $r_i = 200 \Omega$, $r_o = 35 \text{ k}\Omega$, $F = 4 \text{ dB}$



y hallamos

$$R_c = R_L // r_o = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_b = R_B // r_i = 200 \text{ k}\Omega$$

$$A_1 = R_b / (R_g + R_b) = 0,5 \rightarrow \text{transferencia primera de tensión}$$

$$A_2 = y_{fe} \cdot R_c = 70 \rightarrow \text{transferencia segunda de tensión}$$

$$B \sim 0,83 \cdot n^{-0,5} \cdot B(1) = 200 \text{ KHz} \rightarrow \text{ancho de banda total}$$

b)

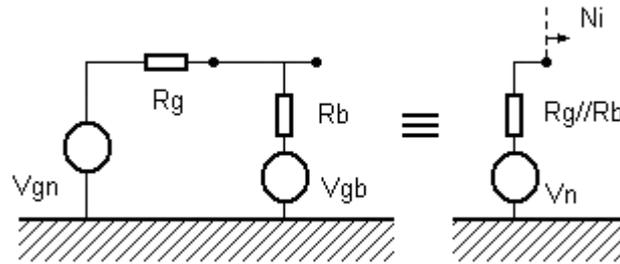
$$A_v = A_1 \cdot A_2 = y_{fe} \cdot R_c / (1 + R_g/R_b) = 28 \rightarrow 28,9 \text{ dB}$$

$$G_p = P_{RL} / P_{vg} = v_L^2/R_L / [(v_g^2 / (R_g + R_b))] = A_v^2 \cdot (R_g + R_b)/R_c = 392 \rightarrow 25,9 \text{ dB}$$

c)

$$V_{gn}^2 = N_g R_g = 4KT_B R_g$$

$$V_n^2 = N_i R_g // R_b = 4KT_B R_g // R_b$$



$$N_i = 4KT_B = 4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 200 \cdot 10^3 = 0,032 \text{ pW}$$

$$N_o = N_i G_p = 4KT_B G_p = 0,032 \cdot 10^{-12} \cdot 392 = 12,5 \text{ pW} \rightarrow -79 \text{ dBm}$$

$$F = N_o / KTBG_p = 12,5 \cdot 10^{-12} / 0,008 \cdot 10^{-12} \cdot 392 = 3,98 \rightarrow 6 \text{ dB}$$

d)

$$MDS = FKTB = 0,02 \text{ pW} \rightarrow -137 \text{ dBm}$$

e)

$$T_{eq} = (F - 1) T_{ent} = 870 \text{ °K}$$

f)

$$(S/N)_{sal} \stackrel{\Delta}{=} 20 \text{ dB}$$

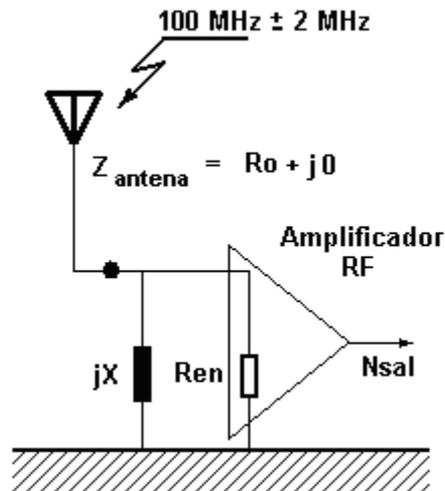
$$(S/N)_{ent} = (S/N)_{sal} \cdot F = 400$$

$$S_{ent} = N_i \cdot (S/N)_{ent} = 12,8 \text{ pW}$$

$$S_{ent} = [V_g R_b / (R_g + R_b)]^2 / R_b \Rightarrow V_g = (1 + R_g/R_b) (R_b S_{ent})^{0,5} = 126 \text{ } \mu\text{V}$$

Ejercicio 2

El siguiente *walkie-talkie* se halla desadaptado a su entrada con $R_o = 330 \text{ Ohms}$ en la antena y $R_{en} = 80 \text{ Ohms}$ a la entrada del amplificador de RF, y en una temperatura ambiente de 25 °C . Su antena y entrada al aplicador para ello están compensadas en sus partes reactivas por el dipolo reactivo jX . Conociendo que posee una ganancia de potencia de unos 36 dB , se pide encontrar la figura de ruido del circuito con las ecuaciones conceptuales que se utilizan para un receptor adaptado.



Solución

Veó cuánto ruido se le agrega a la entrada y le sumo el que ya tiene

$$N_{en} = N_{V_{Ro}} + N_{V_{Ren}} = R_{en} \cdot V_{Ro}^2 / (R_o + R_{en})^2 + KTB = 0,019 \text{ pW}$$

Por lo que resulta

$$N_{sal} = G \cdot N_{en} = 75,5 \text{ pW}$$

$$F = N_{sal} / G \cdot KTB = 1,15 \rightarrow 0,62 \text{ dB}$$

Apéndice y notas

$$B = 4 \text{ MHz}$$

$$G = 36 \text{ dB} = 3981 \text{ veces}$$

$$K = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$$

$$KTB = 0,01645 \text{ pW}$$

Ejercicio 3

Una línea de 50Ω conecta una antena a la entrada de un receptor consistente en un amplificador base común implementado con un transistor BF200. Un transformador le refleja la *resistencia óptima de ruido*. La frecuencia de trabajo es de 100 MHz y el ancho de banda resultante de los sintonizados de entrada y salida del amplificador es de 10 MHz, y la temperatura del ambiente se la aproxima a 25°C . La polarización es de 10 V y 3 mA en colector. Se pide:

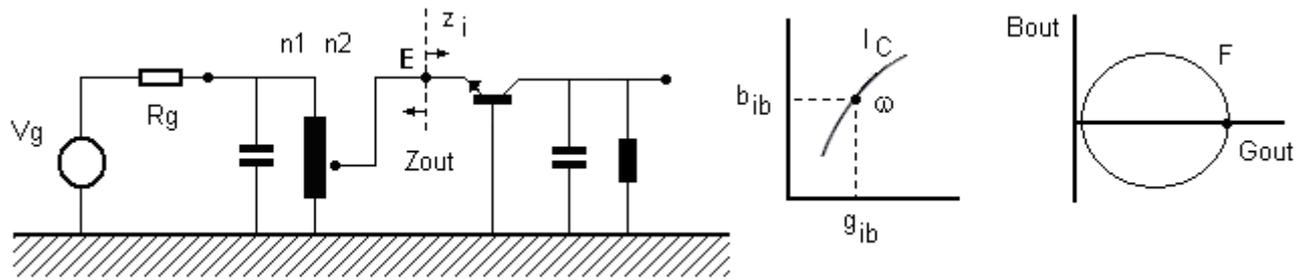
- Considerar que el autotransformador adapta el generador a la entrada y calcular la potencia de la señal en la entrada cuando se le aplica una tensión en vacío de $100 \mu\text{V}$, la potencia de ruido y la relación señal a ruido en la entrada
- Sacar conclusiones sobre el efecto de la desadaptación de impedancias en la entrada sobre la figura de ruido de un receptor que amplificará

Solución

De las hojas de datos del TBJ (puede recurrirse al otro Ejercicio) se obtienen

$$r_i = 1/g_{ib} \sim 14 \Omega$$

$$F \sim 5 \text{ dB} \rightarrow 3,16 \text{ veces}$$



a)

$$R_{out} = (n_2/n_1)^2 R_g \stackrel{\Delta}{=} R_{opt} = 1/G_{out} \stackrel{\Delta}{=} r_i \sim 14 \Omega$$

$$\Rightarrow n_2/n_1 = (R_{out}/R_g)^{0.5} = (14/50)^{0.5} = 0,53$$

$$SE = [V_g \cdot (n_2/n_1) / (r_i + R_{out})]^2 r_i = [10^{-4} \cdot 0,53 / (14 + 14)]^2 \cdot 14 = 50,1 \text{ pW}$$

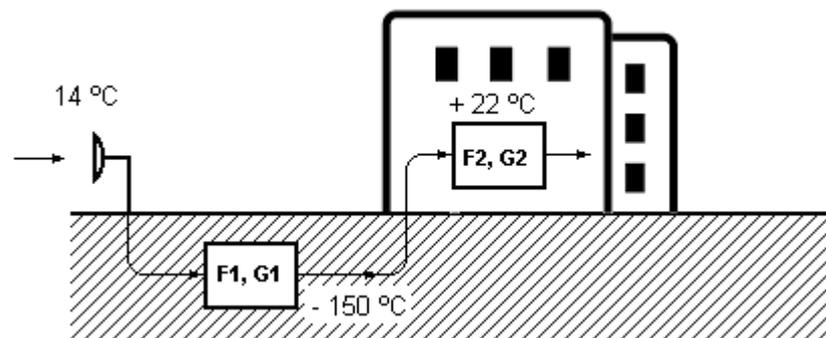
$$NE = KTB = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot (25 + 273) \cdot 10^7 = 0,041 \text{ pW}$$

$$\Rightarrow (S/N)_{ent} = SE / NE = 1220 \rightarrow 30,8 \text{ dB}$$

b) Siendo la ganancia de potencia G prácticamente constante en el ancho de banda B , la figura F se verá alterada proporcionalmente al Ruido de salida que, a su vez, lo determinará la cantidad del Ruido a su entrada por efecto de una desadaptación. Recordamos entonces la ecuación que determina esto: $F = N_{sal} / G \cdot KTB$

Ejercicio 4

Una recepción en 1 GHz con un ancho de banda de 80 MHz posee una antena de recepción exterior a 14 °C conectada con una guía de onda a un equipo bajo tierra criogenizado a -150 °C de 19,4 dB de ganancia de potencia, para luego pasar al edificio de operaciones con un amplificador a la temperatura ambiente de 22 °C con 22 dB en una consola de control y donde se midiera a su salida una señal útil de -0,261 dBm y una $S/N = 16,5 \text{ dB}$. Se pide encontrar la Figura de Ruido de todo el sistema si se encuentra adaptado en sus conexiones.



Solución

Podemos hallar

$$G = G_1 + G_2 = 19,4 + 22 = 41,4 \text{ dB} \rightarrow 13813$$

$$S_{sal} \stackrel{\Delta}{=} -0,261 \text{ dBm} \rightarrow 940 \mu\text{W}$$

$$(S/N)_{salida} \stackrel{\Delta}{=} 16,5 \text{ dB} \rightarrow 44,7$$

$$\Rightarrow N_{sal} = S_{sal} / (S/N)_{salida} = 940 \mu\text{W} / 44,7 = 21 \mu\text{W} \rightarrow -46,7 \text{ dBm}$$

y con ello

$$F = N_{sal} / G.K \text{ Tent B} = 21 \cdot 10^{-6} / 13813 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot (14 + 273) \cdot 80 \cdot 10^6 = 4810 = 36,8 \text{ dB}$$

Ruido por Intermodulación

Generalidades

Este tipo de Ruido se produce en sistemas de transmisión no lineales produciéndose la inserción de nuevas frecuencias las cuales se adicionan o se restan con las frecuencias de la señal mensaje degenerándola.

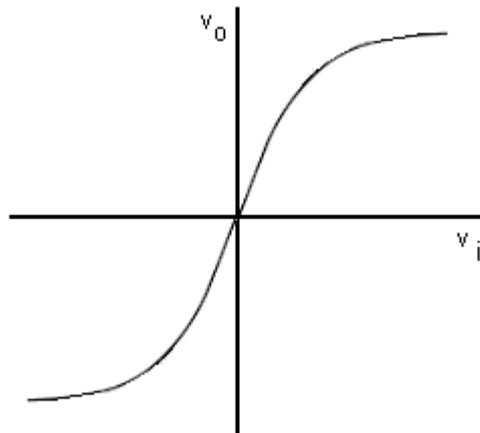
Aquí apropiaremos los conceptos clásicos vistos para usarlos en normativas aplicadas en catálogos comerciales y de trabajo ordinarios.

Se trabajará sobre un amplificador de entrada típico. El mismo estará adaptado a su entrada R_{ent} y salida R_o para transferir la máxima señal posible, poseerá una banda de paso aproximadamente plana B de 3dB de caída a ambos lados, como asimismo tendrá una cierta figura de ruido F y una alinealidad que será nuestro problema a abordar.

Cuando le ingresa una cierta señal y ruido S/N a su entrada la amplificación a lineal le otorgará un extra de ruido llamado Ruido por Intermodulación debido a que aparecen frecuencias espúreas por autobotado. Esto fácilmente se demuestra con la matemática.

Supongamos entonces llevar hasta un 4º grado nuestra aproximación de una amplificación de tensión, que se ha visto que para fines prácticos es suficiente. O sea que se considerará la amplificación de la fundamental, 2º, 3º y 4º armónicas. Sus magnitudes entonces instantáneas (que proporcionan los valores picos de sinusoides) son dadas por la ecuación

$$v_o = k + a v_i + b v_i^2 + \dots \sim a v_i + b v_i^2 + c v_i^3 + d v_i^4$$



y las eficaces

$$V_o \sim a V_i + b V_i^2 + c V_i^3 + d V_i^4 \stackrel{\Delta}{=} V_{o1} + V_{o2} + V_{o3} + V_{o4}$$

Seguido, pensaremos que ingresan al sistema en el mismo momento dos señales de frecuencias diferentes que serían fundamental y un armónico de la Banda Base recibida dentro del espectro que hemos llamado B

$$v_1 = V_1 \cos \omega_1 t \rightarrow \text{señal fundamental de la Banda Base}$$

$$v_2 = V_2 \cos \omega_2 t \rightarrow \text{señal armónico de la Banda Base}$$

$$v_i = v_1 + v_2$$

$$(S/N)_{entrada} = (V_1^2/R_{ent}) / (V_2^2/R_{ent}) = (V_1/V_2)^2$$

resultará por ello una salida de la forma

$$v_o \sim a v_i + b v_i^2 + c v_i^3 + d v_i^4 = [aV_1 + c(3V_1^3 + 2V_1^2V_2)/4] \cos \omega_1 t + \dots$$

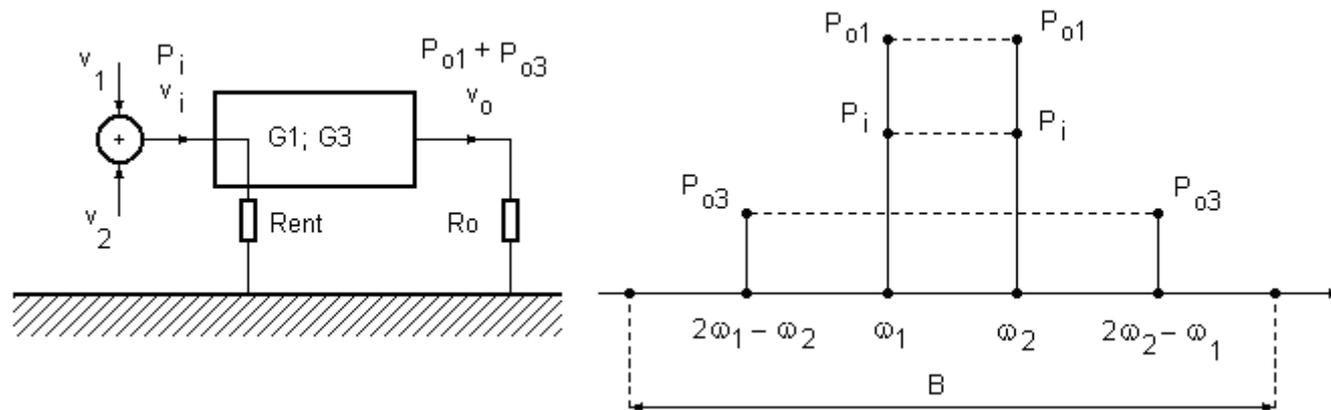
$$\dots 3c/4 [V_1^2V_2 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + V_2^2V_1 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t + \dots] \sim a v_i + 3c/4 \cdot v_i^3$$

$$V_o = V_{o1} + 3/4 \cdot V_{o3}$$

donde asombrosamente se ve que solamente es significativa el 3º orden. Esta conclusión simplificará el análisis entonces. Más aún, si se nos permite para simplificar contenidos y avanzar en conceptos podríamos suponer lo siguiente:

$$V_1 \sim V_2$$

$$R_{ent} = R_o$$



quedando

$$V_{o1} = a V_i \rightarrow \text{Tensión de salida proporcional a la entrada}$$

$$\Rightarrow G_1 \triangleq P_{o1}/P_i = (V_{o1}^2/R_o) / (V_i^2/R_{ent}) = a^2 \rightarrow \text{Ganancia de potencia normal}$$

$$\Rightarrow P_{o1} = P_i G_1 \rightarrow P_i \text{ (dBm)} + G_1 \text{ (dB)} \rightarrow \text{Potencia de salida normal}$$

$$V_{o3} = 3c/4 \cdot V_i^3 \rightarrow \text{Tensión de salida proporcional al cubo de la entrada}$$

$$\Rightarrow G_3 \triangleq P_{o3}/P_i^3 \rightarrow \text{Ganancia de potencia de la intermodulación por 3º orden}$$

$$\Rightarrow P_{o3} = P_i^3 G_3 \rightarrow 3 \cdot P_i \text{ (dBm)} + G_3 \text{ (dB)} \rightarrow \text{Potencia de salida de la intermodulación por 3º orden}$$

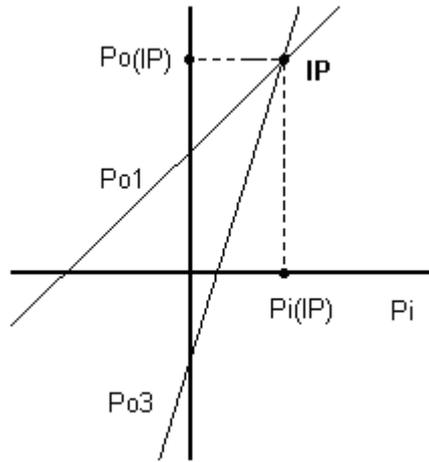
Punto de Intercepción (IP)

Es el punto de coincidencia entre las gráficas de la P_{o1} y ya P_{o3} en función de la entrada P_i . O sea que define la magnitud de la potencia total de entrada que produce igual potencia a la salida que la intermodulación por 3º orden. Al trabajar con coordenadas en dBm resulta

$$P_{o1} = G_1 + P_i$$

$$P_{o3} = G_3 + 3 P_i$$

$$\Rightarrow P_{o1}(IP) \triangleq P_{o3}(IP) \Rightarrow P_i(IP) \text{ (dBm)} = [G_1 \text{ (dB)} - G_3 \text{ (dB)}] / 2$$



La Mínima Señal Discernible (MDS)

La Mínima Potencia Discernible del Ruido (MDS) sabemos, por lo visto precedentemente, que vale para una cierta temperatura equivalente T de ambiente donde se halla el equipo es la magnitud KTB . Bien, ahora a la señal de Banda Base la podremos detectar siempre y cuando iguale o supere esta magnitud, por lo que resulta

$$P_i(\text{MDS}) \stackrel{\Delta}{=} \text{MDS} = FKTB$$

$$\Rightarrow P_{o1}(\text{MDS}) = G_1 \cdot P_i(\text{MDS}) = FKTB \cdot G_1 \rightarrow P_{o1}(\text{MDS}) (\text{dBm}) = FKTB (\text{dBm}) + G_1 (\text{dB})$$

Por otra parte, para igual caso con la potencia de la intermodulación por 3º orden

$$P_{o3}(\text{MDS}) (\text{dBm}) = P_{o1}(\text{MDS}) (\text{dBm})$$

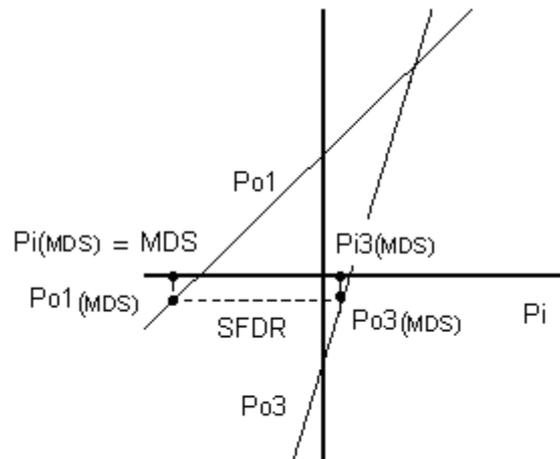
como también si interesara

$$P_{i3}(\text{MDS}) (\text{dBm}) = P_{o1}(\text{MDS}) (\text{dBm}) / 3 - G_3 (\text{dB})$$

El Rango Dinámico Libre de Espúreos (SFDR)

El SFDR consiste en la diferencia que existe entre las potencias fundamentales mínimas discernibles que podrán enmascarar al Ruido Térmico y la de la intermodulación por 3º orden

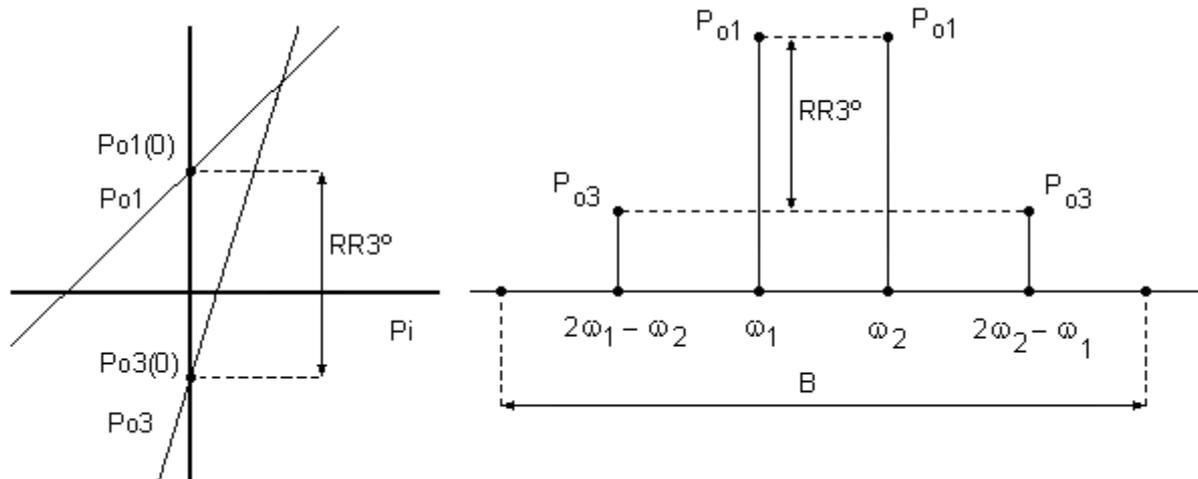
$$\text{SFDR} (\text{dBm}) \stackrel{\Delta}{=} P_{i3}(\text{MDS}) (\text{dBm}) - P_i(\text{MDS}) (\text{dBm}) = P_{i3}(\text{MDS}) (\text{dBm}) - \text{MDS} (\text{dBm})$$



Relación de Rechazo a la Intermodulación de 3º Orden (RR3º)

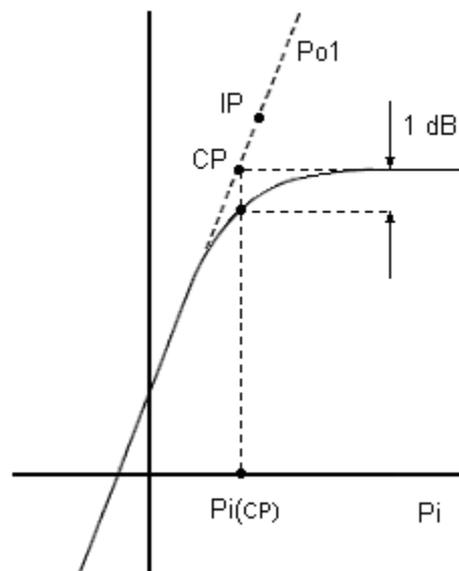
La RR3º indica cuánto se ha rechazado la intermodulación por 3º orden a la salida

$$RR3^\circ \text{ (dBm)} = P_{o1(0)} \text{ (dBm)} - P_{o3(0)} \text{ (dBm)}$$



El Punto de Compresión (CP)

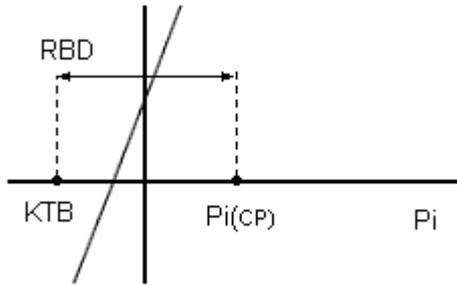
El CP sirve para tener en cuenta cómo se ha apartado una ganancia ideal y lineal a la magnitud real otorgada por la saturación del amplificador a la fundamental. Se lo especifica con la ubicación de la potencia de entrada $P_i(\text{CP})$ para una caída de 1 dB.



El Rango de Bloqueo Dinámico (RBD)

El RBD consiste en el rango utilizable de la potencia de entrada a partir de que se supere al ruido existente a la entrada.

$$RBD \text{ (dBm)} = P_i(\text{CP}) \text{ (dBm)} - KTB \text{ (dBm)}$$



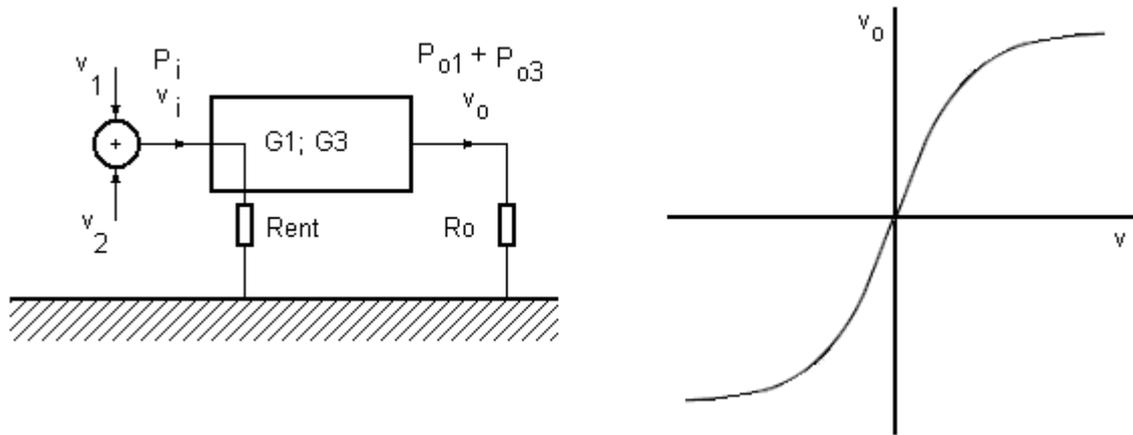
Ejercicios de aplicación

Ejercicio 1

Supongamos que un amplificador de RF se ha llevado a un laboratorio de experimentación y prueba obteniendo los siguientes resultados

$R_{ent} = R_o = 50 \Omega$ $G_1 = 41 \text{ dB}$ $V_1 = V_2 = 10 \text{ mV}$
 $B = 100 \pm 10 \text{ MHz}$ $G_3 = 22 \text{ dB}$ $f_1 = 98 \text{ MHz}$
 $F = 4 \text{ dB}$ $P_i(\text{CP}) = -5 \text{ dBm}$ $f_2 = 102 \text{ MHz}$

v_i (pico) (mV)	- 10	- 5	5	10
v_o (pico) (mV)	- 800	- 500	500	800



y se pide hallar sus parámetros característicos.

Solución

Primero podemos plantear un sistema de ecuaciones con los datos descriptos para encontrar sus términos respectivos

$$V_o \sim a V_i + b V_i^2 + c V_i^3 + d V_i^4$$

$$\begin{aligned}
 -800 &= a(-10) + b(-10)^2 + c(-10)^3 + d(-10)^4 \\
 -500 &= a(-5) + b(-5)^2 + c(-5)^3 + d(-5)^4 \\
 500 &= a(5) + b(5)^2 + c(5)^3 + d(5)^4 \\
 800 &= a(10) + b(10)^2 + c(10)^3 + d(10)^4
 \end{aligned}$$

$$\Rightarrow a = 106,7$$

$$\begin{aligned} b &= 0 \\ c &= -0,267 \\ d &= 0 \end{aligned}$$

por lo que verificamos

$$G1 = a^2 = 11384 \longrightarrow 41 \text{ dB}$$

Seguido hallamos en el IP la potencia de entrada necesaria para lograrlo y la salida que obtendremos

$$\begin{aligned} P_i(\text{IP}) &= (G1 - G3) / 2 = (41 - 22) / 2 = 9,5 \text{ dBm} \\ P_o(\text{IP}) &= G1 + P_i(\text{IP}) = 50,5 \text{ dBm} \end{aligned}$$

Encontramos la mínima potencia a la entrada para enmascarar al Ruido Térmico y la consecuente salida hallándonos a un ambiente típico de 25 °C

$$\begin{aligned} T_{\text{ent}} &= 25 + 273 = 298 \text{ °K} \\ T &= T_{\text{eq}} = (F - 1) T_{\text{ent}} = (\log^{-1} 4/10 - 1) 298 = 450 \text{ °K} \\ P_i(\text{MDS}) &= \text{MDS} = F \cdot KTB = 2,51 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 450 \cdot 20 \cdot 10^6 = 3,11 \cdot 10^{-13} \longrightarrow -125 \text{ dBm} \\ P_{o1}(\text{MDS}) &= P_i(\text{MDS}) + G1 = KTB + G1 = -125 + 41 = -84 \text{ dBm} \end{aligned}$$

También podemos hallar el rango que estaría libre de espúreos

$$\begin{aligned} P_{o3}(\text{MDS}) &= G3 + 3 \cdot P_i(\text{MDS}) = 22 + 3 \cdot (-125) = -353 \text{ dBm} \\ P_{o3} &= 3 \cdot P_i + G3 \implies P_{o3}(\text{MDS}) = 3 \cdot P_i(\text{MDS}) + G3 \implies P_i(\text{MDS}) = [P_{o3}(\text{MDS}) - G3] / 3 = (-353 - 22) / 3 = -125 \text{ dBm} \\ \implies \text{SFDR} &\stackrel{\Delta}{=} P_{i3}(\text{MDS}) - P_i(\text{MDS}) = (P_{o3}(\text{MDS}) - G3) - F \cdot KTB = (-353 - 22) - F \cdot KTB = -375 - (-125) = 250 \text{ dBm} \end{aligned}$$

como asimismo el rechazo a la intermodulación

$$RR3^\circ = P_{o1}(0) - P_{o3}(0) = [G1 + P_i(0)] - [G3 + 3 P_i(0)] = (41 + 0) - (22 + 3 \cdot 0) = 19 \text{ dB}$$

y el rango de bloqueo

$$RBD = P_i(\text{CP}) - FKTB = -5 - (-274) = 269 \text{ dBm}$$

Ejercicio 2

A un receptor implementado con un circuito integrado que posee la entrada adaptada, se le aplican dos señales de frecuencias $f_{s1} = 45 \text{ MHz}$ y $f_{s2} = 45,06 \text{ MHz}$. Su hoja de datos indica para la sección de conversión las siguientes especificaciones:

- Third Order Input Intercept Point = 10 dBm
- Conversion Power Gain = 13 dB

Se pide calcular la *Relación de Rechazo* para los productos de intermodulación de 3er orden cuando se le aplique una potencia a la entrada $P_i = 0 \text{ dBm}$.

Solución

Podemos hallar en el *Punto de Intercepción (IP)* la *Potencia de salida normal* a partir de la ecuación original

$$\begin{aligned} P_{o1} &\stackrel{\Delta}{=} G1 + P_i \\ \implies P_{o1}(\text{IP}) &= G1 + P_i(\text{IP}) = 13 \text{ dB} + 10 \text{ dBm} = 23 \text{ dBm} \end{aligned}$$

Seguido, como sabemos que en dicho IP se cumple que

$$P_{o1}(\text{IP}) \stackrel{\Delta}{=} P_{o3}(\text{IP})$$

podremos hallar la *Ganancia de potencia de la intermodulación por 3º orden* con la otra ecuación

$$Po3 \stackrel{\Delta}{=} G3 + 3 Pi$$

$$\Rightarrow Po1(IP) \stackrel{\Delta}{=} Po3(IP) = G3 + 3 Pi(IP)$$

$$\Rightarrow G3 = Po1(IP) - 3 Pi(IP) = 23 \text{ dBm} - 3 \cdot 10 \text{ dBm} = -7 \text{ dB}$$

Para hallar el RR3º utilizamos las *Potencias de salida normal y de intermodulación* según sus definiciones

$$Po1(0) \stackrel{\Delta}{=} G1 + Pi(0) = 13 \text{ dB} + 0 \text{ dBm} = 13 \text{ dBm}$$

$$Po3(0) \stackrel{\Delta}{=} G3 + 3 Pi(0) = -7 \text{ dB} + 3 \cdot 0 \text{ dBm} = -7 \text{ dBm}$$

y de allí finalmente

$$RR3^\circ \text{ (dBm)} = Po1(0) \text{ (dBm)} - Po3(0) \text{ (dBm)} = 13 \text{ dBm} - (-7 \text{ dBm}) = 20 \text{ dBm}$$

Amplificador regenerativo en RF

Este es un amplificador usado para una sola frecuencia modulante donde se requiere sensibilidad porque hay baja señal. Sobre todo en equipos portátiles. Consiste simplemente en un amplificador realimentado positivamente (regeneración) para obtener este recurso. Se logra ampliar una o más decenas de veces la ganancia, a expensas de disminuir su ancho de banda en igual proporción; recordará que su producto es prácticamente constante.

Posee el inconveniente que, como posee una sintonía aguda, es bastante inestable ante cambios de temperatura y el tiempo; por eso es propenso al desajuste.

Teoría de funcionamiento

Se recordarán las ecuaciones siguientes para un sistema (o circuito) realimentado en general:

$\beta = \text{constante} \approx 0$ (ganancia inversa, de retroceso o realimentación)

$A = A_o / (1 + s\tau) > 0$ (ganancia directa o de avance)

$T = y/x = A / (1 + \beta A) = (A_o/\alpha) / [1 + s(\tau/\alpha)]$ (ganancia total)

A_o (ganancia de avance)

$1/\tau$ (ancho de banda)

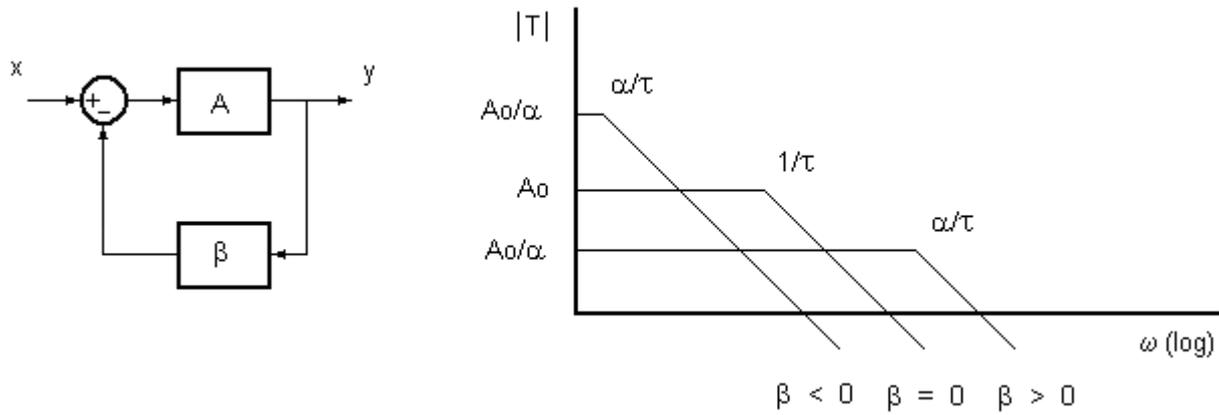
$\alpha = 1 + \beta A_o$ (ecuación característica)

$\beta > 0 \Rightarrow \alpha > 1$ (realimentación negativa)

$\beta = 0 \Rightarrow \alpha = 1$ (realimentación nula)

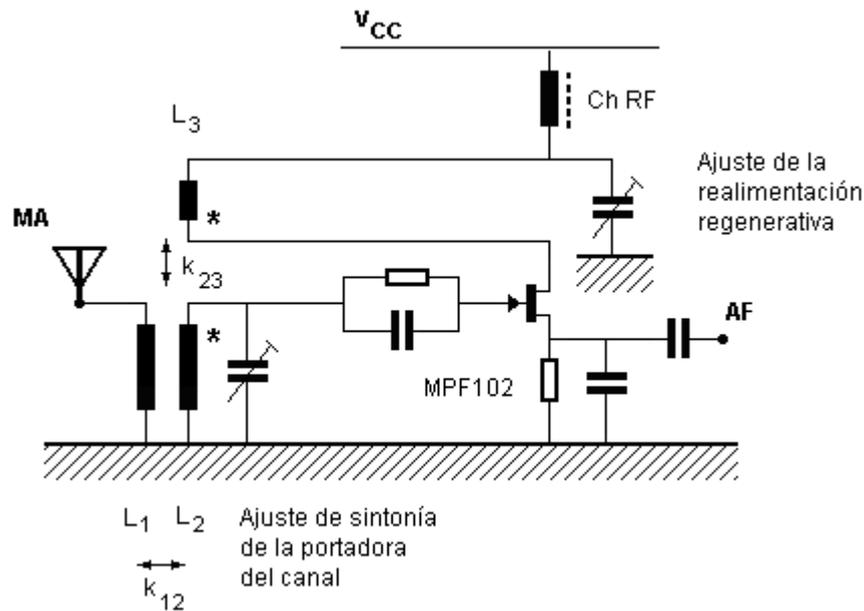
$\beta < 0 \Rightarrow \alpha < 1$ (realimentación positiva o regenerativa)

$PGB = (A_o/\alpha) \cdot (\alpha/\tau) = A_o / \tau = \text{constante}$ (producto ganancia x ancho de banda)



Ejemplo de aplicación

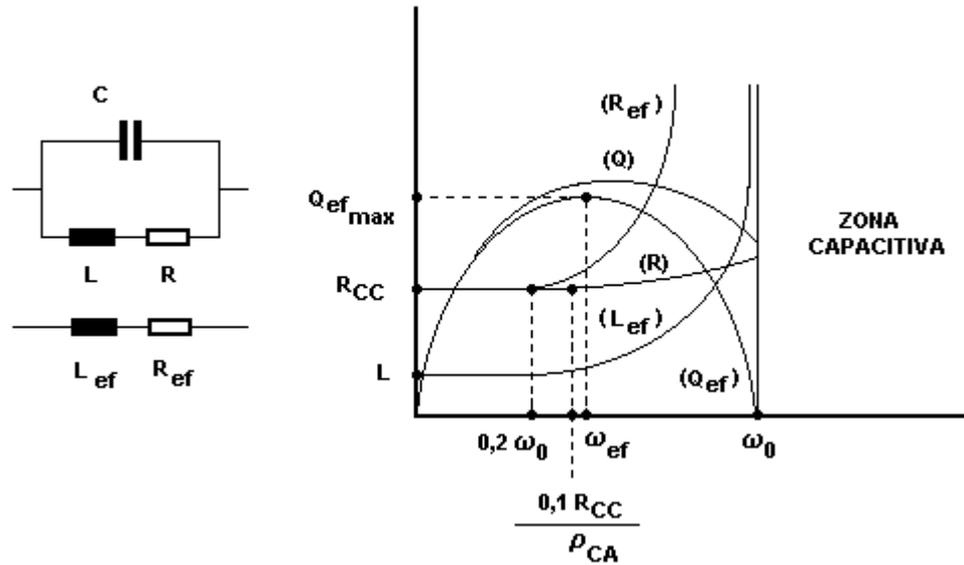
Debido a su simplicidad, obviamente sin recurso heterodino, puede aprovecharse también para demodular la señal como lo es en el circuito que se ha elegido en su análisis. Posee una autopolarización RC en clase C y luego la detección la hace el propio diodo del JFET con el filtro en dicho surtidor.



Aquí no veremos el diseño del filtro RC autopolarizante ni al detector de MA.

Tengamos en cuenta que estamos trabajando a varias decenas de MHz de frecuencia de portadora, cosa que determinará inductancias del orden del microhenry o menores (pocos "rulos" de alambre soldados al impreso, o bien dibujados sobre éste), y por tanto capacitancias de sintonía de pocos picofaradios, es decir del orden de las capacitancias distribuídas de conexionados. Asimismo, tampoco se utilizará el ferrite, cosa que determinará siempre coeficientes de acoplamiento muy bajos.

Otra cosa a tener en cuenta es que, como se sabrá, la efectividad inductiva, resistiva y reactiva de un inductor cambia con la frecuencia, otorgando un ancho de banda útil. Para estas frecuencias no se puede esperar Q elevados ni resistencia efectivas bajas debido al efecto pelicular. El siguiente diagrama será explicativo.



Se tendrá presente que para un transformador de bajo coeficiente de acoplamiento k su inductancia mutua M será muy pequeña comparada a la del primario y la del secundario, simplificando la expresión de atenuación obtenida sobre ella como $k = M/L$. Si está sintonizado el secundario, éste será necesariamente una resonancia del tipo serie y entonces la transferencia total queda finalmente de una manera fácil de recordar como kQ .

La inductancia mutua de L_2 , que recibirá la suma de las señales de entrada (M_{12}) y la de la realimentación (M_{23}), vista desde L_2 proveerán una tensión total que se amplificará Q_2 veces hacia la compuerta del JFET por ser un circuito resonante serie L_2C_2 .

Ambos circuitos sintonizados, que son del tipo serie, se hallan centrados a la frecuencia de portadora.

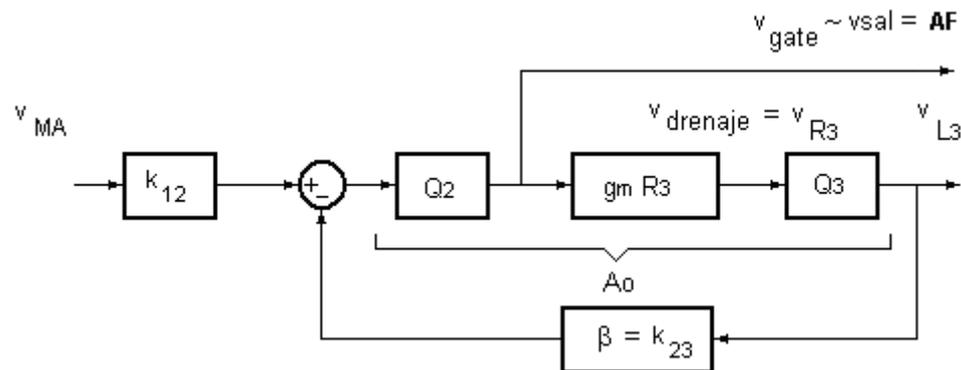
La carga en el drenador está dada por una sintonía serie, quiere decir que será la resistencia de la bobina R_3 la que determinará una ganancia del dispositivo $g_m R_3$; luego, la misma propiedad del circuito tanque amplificará Q_3 veces esta tensión sobre la inductancia L_3 . El resultado final así obtenido es $g_m R_3 Q_3$.

Las ecuaciones de comportamiento que vamos a usar serían entonces las siguientes, sustentadas en el diagrama en bloques equivalente:

$$A_0 = g_m R_3 Q_2 Q_3$$

$$\beta A_0 = k_{23} g_m R_3 Q_2 Q_3$$

$$\alpha = 1 - \beta A_0 = 1 - k_{23} g_m R_3 Q_2 Q_3 \text{ (el sentido del bobinado se usará para restar)}$$



Si L_2 y L_3 están realizadas con igual alambre sus Q son iguales, por tanto

$$Q_2 = Q_3$$

$$\Rightarrow B_2 = B_3 = \omega_0 / Q_3$$

$$\Rightarrow B_{23} \sim 0,64 B_3 (*)$$

de donde devienen el ancho de banda total y la ganancia total

$$B = \alpha B_{23} = 0,64 \alpha B_3$$

$$A = A_0 / \alpha$$

Ejercicio

Para el amplificador regenerativo de RF y demodulador de MA se pide:

1º) Hallar el porcentaje de amplificación

2º) Calcular el nuevo ancho de banda

3º) Verificar que no ha cambiado el producto ganancia X ancho de banda

Los datos disponibles por ejemplo podrían ser los siguientes:

$$f_c = 100 \text{ MHz} \quad g_m = 7,5 \text{ mS}$$

$$L_1 = L_2 = 0,8 \mu\text{H} \quad k_{12} = 40 \%$$

$$L_3 = 0,5 \mu\text{H} \quad k_{23} = 0,27 \%$$

$$Q = Q_2 = Q_3 = 130 \text{ (todos los bobinados armados con el mismo alambre)}$$

Primero podemos calcular las capacitancia teórica de los de trimmers

$$C_2 = 1 / \omega_0^2 L_2 = 3,2 \text{ pF}$$

$$C_3 = 1 / \omega_0^2 L_3 = 5,1 \text{ pF}$$

y la resistencia efectiva que presenta el bobinado en el drenaje

$$R_3 = \omega_0 L_3 / Q = 2,4 \Omega$$

Seguido hallamos el lazo abierto βA_0 y con ello la ecuación característica α

$$\beta A_0 = k_{23} g_m R_3 Q^2 = 0,82$$

$$\alpha = 1 - \beta A_0 = 0,175$$

Los resultados de comparación resultan ser los siguientes. En lazo abierto

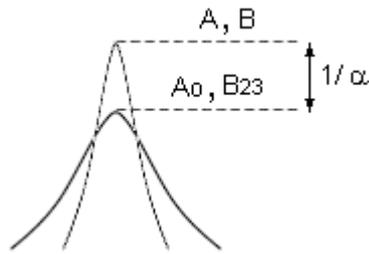
$$A_0 = g_m R_3 Q^2 = 305$$

$$B_{23} = 0,64 B_3 = 0,64 \omega_0 / Q = 3,09 \text{ Mr/s} > 492 \text{ kHz}$$

y al realimentar

$$A = A_0 / \alpha = 1743$$

$$B = \alpha B_{23} = 0,54 \text{ Mr/s} > 86,1 \text{ kHz}$$



$$\text{PGB}_{23} = A_0 B_{23} = 942 \text{ Mr/s} > 150 \text{ MHz}$$

$$\text{PGB} = A B = 942 \text{ Mr/s} > 150 \text{ MHz}$$

$$\% \text{ amplificación} = A / A_0 = 1 / \alpha = 5,71$$

Fíjese dos cosas: 1º) la altísima ganancia efectiva A que queda sujeta a posibles cambios indeseables por variaciones térmicas del ambiente y modificando inclusive la frecuencia de sintonía ω_0 como además el ancho de banda efectivo B; y 2º) que una pequeña modificación mecánica de la relación L2L3 puede cambiar notablemente su k23 y alterar muchísimo los resultados, hasta inclusive hasta hacer oscilar al amplificador.

(*) Ancho de banda total de 2 sintonías

Si se tienen dos circuitos tanques, serie o paralelo, en cascada y sintonizados a la misma frecuencia ω_0 transfiriendo

$$T_1 = 1 / (1 + j \phi_1) \text{ donde } \phi_1 \sim 2 \Delta\omega / B_1 = 2Q_1 \Delta\omega / \omega_0$$

$$T_2 = 1 / (1 + j \phi_2) \text{ donde } \phi_2 \sim 2 \Delta\omega / B_2 = 2Q_2 \Delta\omega / \omega_0$$

la transferencia total T12 con su respectivo ancho de banda total B12 vale

$$T_{12} = 1 / (1 + j \phi_1) (1 + j \phi_2)$$

y si poseen el mismo Q = Q1 = Q2 y por lo tanto también el mismo ancho de banda B = B1 = B2 podemos decir

$$T_{12} = 1 / (1 + j \phi)^2 \text{ donde } \phi \sim 2 \Delta\omega / B = 2Q \Delta\omega / \omega_0$$

Si ahora definimos la situación para un corte en la frecuencia 3 dB

$$|T_{12}| = 1 / |(1 + j \phi)^2| = 1 / (1 + \phi^2) = 2^{-0,5}$$

despejamos el ancho de banda total con respecto al individual

$$B_{12} = 2\Delta\omega \sim 0,64 B$$

Sintonizador de RF

Cuando trabajamos por encima de los 100 MHz, bandas de comunicaciones de VHF (30-300 MHz) y UHF (300-3.000 MHz), como puede ser en los receptores de TV o de MF comerciales, como la señal que se recibe en la antena es de muy baja en amplitud, requerirá por tanto un tratamiento bastante especial.

Normalmente antes del mezclador se inserta lo que estamos estudiando: un amplificador de RF. El mismo, junto al mezclador y oscilador local suelen blindarse en un compacto para disminuir ruidos e interferencias. Si el tratamiento de la

señal así amplificada para que llegue al mezclador es insuficiente, se recurrirá al método de “amplificadores regenerativos”.

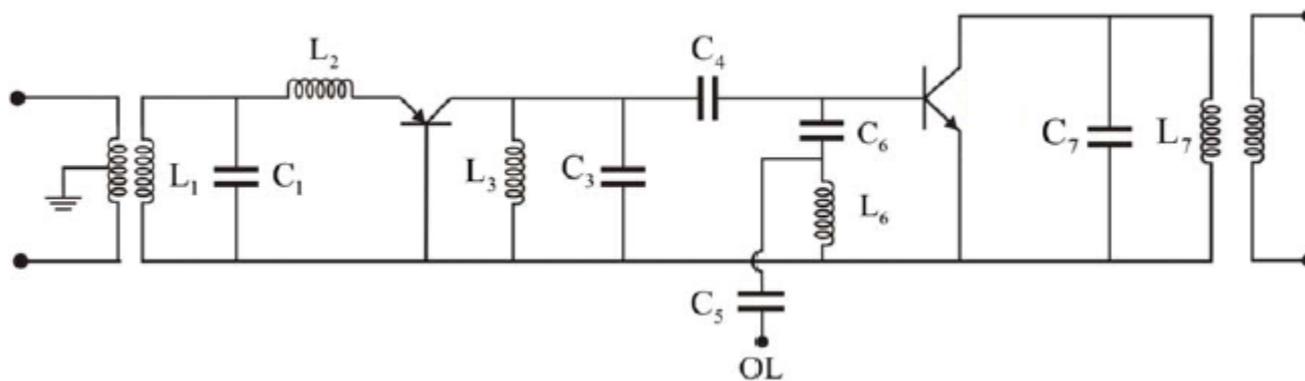


Podrá encontrarse en este circuito amplificador de entrada algunos arreglos empíricos para atenuar frecuencias y/o canales indeseables que se denominan “trampas”. Estos son arreglos sintonizados serie, paralelo o bien serie-paralelos que se ajustan experimentalmente. No nos detendremos en esto porque cada receptor comercial tendrá lo suyo como exclusivo.

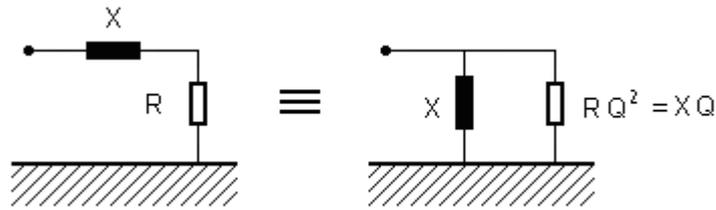
Siendo la señal muy baja en la recepción, habamos por debajo de los milivoltios, la figura de ruido F del amplificador y su adaptación a la línea R_0 (y de ella a la antena) cobran importancia. Como por lo común si se satisface una, no lo será para la otra, habrá que ingeniarse entre ambas para tener la mejor prestación posible. Esto es, se desadaptará un poco y brindará una resistencia óhmica de entrada denominada “óptima” $R_{ópt}$ que, para un dispositivo en estas circunstancias de trabajo, el fabricante aconseja su valor. Y hablo de resistencia, porque todo componente reactivo del dispositivo o distribuido del circuito, deberá compensarse en sintonía con capacitancias o inductancias físicas.

Se suelen utilizar amplificadores con MOSFET, o bien TBJ en base común estos últimos aprovechando la baja resistencia a su entrada para adaptar la línea. Dicha transmisión por coaxil o cable paralelo, respectivamente son de $50-75 \Omega$ y 300Ω . Se suelen añadir adaptadores balunes para que no solamente haya una mejor transferencia de tensión (más que de energía, porque esto es a tener en cuenta para microondas cuando la señal es más débil todavía del orden de los pW), sino que no se refleje la onda y produzca una ROE mala que implica pérdida de energía como también se traducirá en ruido propio que acompañará la señal.

De una manera esquemática presentamos un circuito posible con entrada en base-común. Su resistencia de entrada h_{ie}/h_{fe} se verá reflejada a la salida del transformador adaptador por el Q^2 . Luego se amplificará esta señal en el tanque paralelo del colector que, a través de C_4 inyectará la señal como corriente (esto implicará una alta reactancia con respecto al h_{ie}) a la base del segundo transistor sumándose a la que ingresa desde el oscilador local OL. Finalmente se recoge la FI en el tanque de salida.

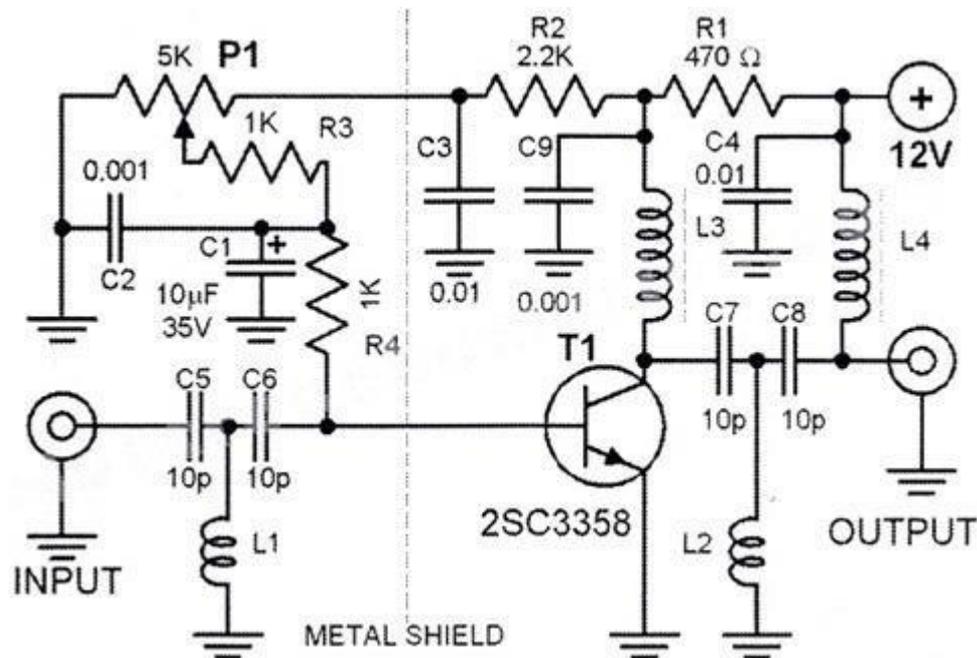


Una forma muy simple y rápida para comprender los efectos de las adaptaciones de estos circuitos es usar el pasaje de serie a paralelo. Aquí muestro su generalidad cuando el $Q > 4$:



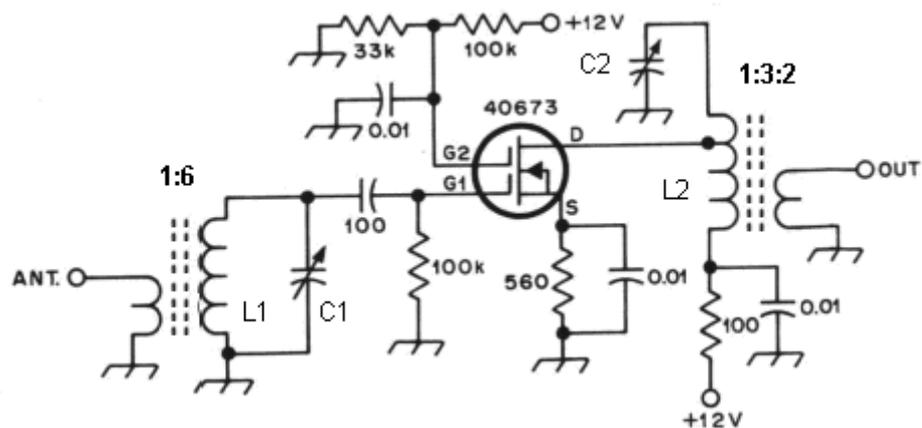
Seguido observamos una posible implementación. En este circuito vemos un blindaje metálico que aísla los posibles problemas de ruido e interferencia. Una polarización ajustable a tornillo polarizará experimentalmente al TBJ de manera conveniente buscando máxima salida y mínimo ruido interferente. Hay capacitores de acople y de desacople; donde puede fijarse que C2 se ha usado para puentear a C1 debido a la histéresis dieléctrica que presenta el electrolítico. Un par de choques de RF se encargarán de configurar una salida de filtro tipo “T”; otra existirá a la entrada. Los bornes de entrada y salida están dibujados como tomas de cable coaxil.

Ambos filtros en “T” otorgarán, como si fueran en “π”, una característica de paso alto pero se diseñarán apropiadamente para que tengan un rango de sintonía (espectro a dejar pasar) y puedan adaptar algo las impedancias.



A continuación presentamos otra implementación usando un MOSFET que normalmente preentan mejor cifra de ruido. Ambos condensadores conforman cada uno de ellos una resonancia paralelo tanto en la entrada como en la salida. Podría ser ambas resonancias a una misma frecuencia o bien en distintas, sacrificando ganancia, para obtener con ello una máxima planicidad en un rango de frecuencias amplio. Al considerar núcleos de ferrite, seguramente toroidales (no se aclara) y por otro al lado usarse un resistor en la G1 el circuito ya nos está diciendo que la frecuencia de trabajo no es extremadamente elevada, porque sino su impureza traería problemas; de todas maneras será enmascarada con el condensador ajustable de entrada.

Puede notar el ingenio que ha realizado el responsable de este diseño. Ha incluido un pequeño circuito serie que queda en derivación con la inductancia magnetizante en la salida a una frecuencia indeseable; pero en el ancho de banda de trabajo presenta reactividad capacitiva para resonar sin problema. Esto se suele hacer para lograr cierta selectividad o “trampa” como circuito serie a masa a necesarias frecuencias altas de rechazo.



Ejercicio 1

El circuito amplificador de RF de MF comercial con MOSFET que se muestra en la figura precedente, acoplado con transformadores similares y ferrites toroidales, trabajando a unos 100 MHz con un ancho de banda de 200 kHz, supongamos que presenta una transconductancia de $g_m = 12 \text{ mS}$ y una $r_{ds} = 85 \text{ k}\Omega$, y todas las capacidades distribuidas del circuito y componentes se hallan despreciadas con $C_1 = 4,8 \text{ pF}$ y $C_2 = 7,2 \text{ pF}$. Se pide encontrar estimadamente la resistencia que refleja al cable de antena y la que muestra a la salida del amplificador, como así también la frecuencia de la sintonía "trampa".

Solución

Podemos hallar las inductancias magnetizantes de los transformadores y el máximo Q cargado (teórico porque se despreciará el Q de las capacitancias parásitas)^(*) que permitirá la implementación con ambas sintonías al mismo canal

$$L_1 = 1 / \omega c^2 C_1 = 1 / (2\pi \cdot 100)^2 4,8 = 0,53 \mu\text{H}$$

$$L_2 = 1 / \omega c^2 C_2 = 1 / (2\pi \cdot 100)^2 7,2 = 0,79 \mu\text{H}$$

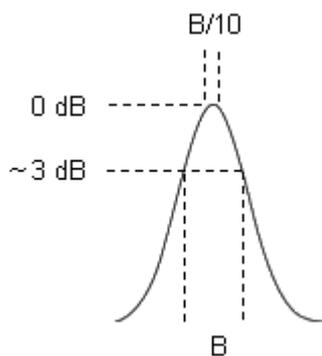
Si tenemos en cuenta que ambos bobinados poseerán el mismo Q descargado, y que obtendremos una planicidad de la respuesta del sintonizado en aproximadamente la décima parte del ancho de banda (o sea como si expandiéramos en 10 dicho ancho B), que en verdad es prácticamente el 64% de la total por ser dos sintonías en cascada, resultan las estimaciones aproximadas siguientes

$Q = Q_{1\text{máx}} = Q_{2\text{máx}} \rightarrow$ ambos bobinados poseerán el mismo Q descargado por tener el mismo alambre

$$Q \stackrel{\Delta}{=} \omega c / 10 \cdot B = 100 / 10 \cdot 0,2 = 50 \rightarrow$$
 grosera aproximación para trabajar con planicidad

$$R_{1\text{máx}} = \omega c L_1 Q = (2\pi \cdot 100) 0,53 \cdot 50 = 16642 \Omega \rightarrow$$
 resistencia máxima en L1 que deje pasar B

$$R_{2\text{máx}} = \omega c L_2 Q = (2\pi \cdot 100) 0,79 \cdot 50 = 24806 \Omega \rightarrow$$
 resistencia máxima en L2 que deje pasar B



reflejándose teniendo en cuenta un $k \sim 1$ por ser núcleos toroidales^(**)

$$R_{\text{en-máx}} = (1/6)^2 \cdot R_{1\text{máx}} // 100 \text{ k}\Omega = 396 \Omega \rightarrow$$
 resistencia máxima de entrada al circuito

$R_{sal-m\acute{a}x} = (2/3)^2 \cdot R_{2m\acute{a}x} // r_{ds} = 8534 \Omega \rightarrow$ resistencia máxima de salida en el circuito

Para hallar la frecuencia de la “trampa” se calcula la resonancia serie

$$\omega_{trampa} = 1 / \sqrt{C_2 [L_2(1/3)]} = 3 \cdot \omega_c \rightarrow 300 \text{ MHz}$$



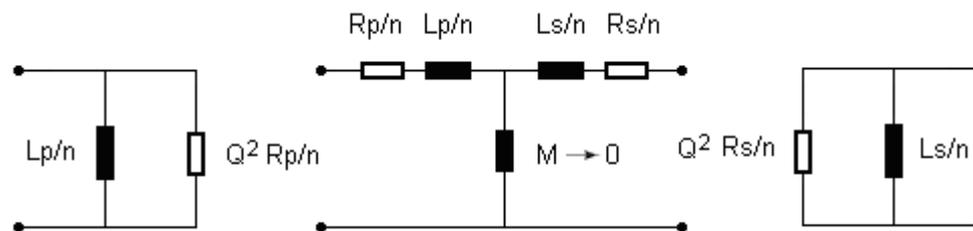
(*1) Cuando se tienen 2 componentes reactivos cualesquiera con Q_a y Q_b en derivación, se puede aproximar al Q total como

$$Q_{total} \sim Q_a // Q_b = Q_a \cdot Q_b / (Q_a + Q_b)$$

(*2) Si el núcleo no es toroidal o bien de aire, sabemos que el $k \ll 1$ seguramente, entonces los reflejos son otros:

$$R_{en} = Q^2 R_1(1/6) = \omega_c L_1(1/6)Q$$

$$R_{sal} = Q^2 R_2(2/3) = \omega_c L_2(2/3)Q$$



Control Automático de Ganancia (C.A.G.)

Este CAG puede ser aplicado a un receptor superheterodino de MA y en el cual recibe el nombre de CAV (Control Automático de Volúmen) o bien al de FM denominándose CAF (Control Automático de Frecuencia).

El mismo trata de solucionar los casos de altas o bajas recepciones de portadora, con el propósito de sensibilizar zonas de baja radiación o bien de minimizar aquellas en la que es muy elevada.

Teoría de funcionamiento

Tanto para el CAV como para el CAF el principio de funcionamiento del CAG es el mismo, porque se sustentan en iguales expresiones. Podemos denominar como α a esta impropia selectividad de antena resultante que bien podríamos asociarla teóricamente con un bajo ancho de banda B_α que se le está sumando a la modulación

$\alpha = \alpha(t) \rightarrow$ modificación extra de la amplitud de la señal recibida

$$B_\alpha = 2\omega_\alpha \sim 2\pi / 1 \text{ seg}$$

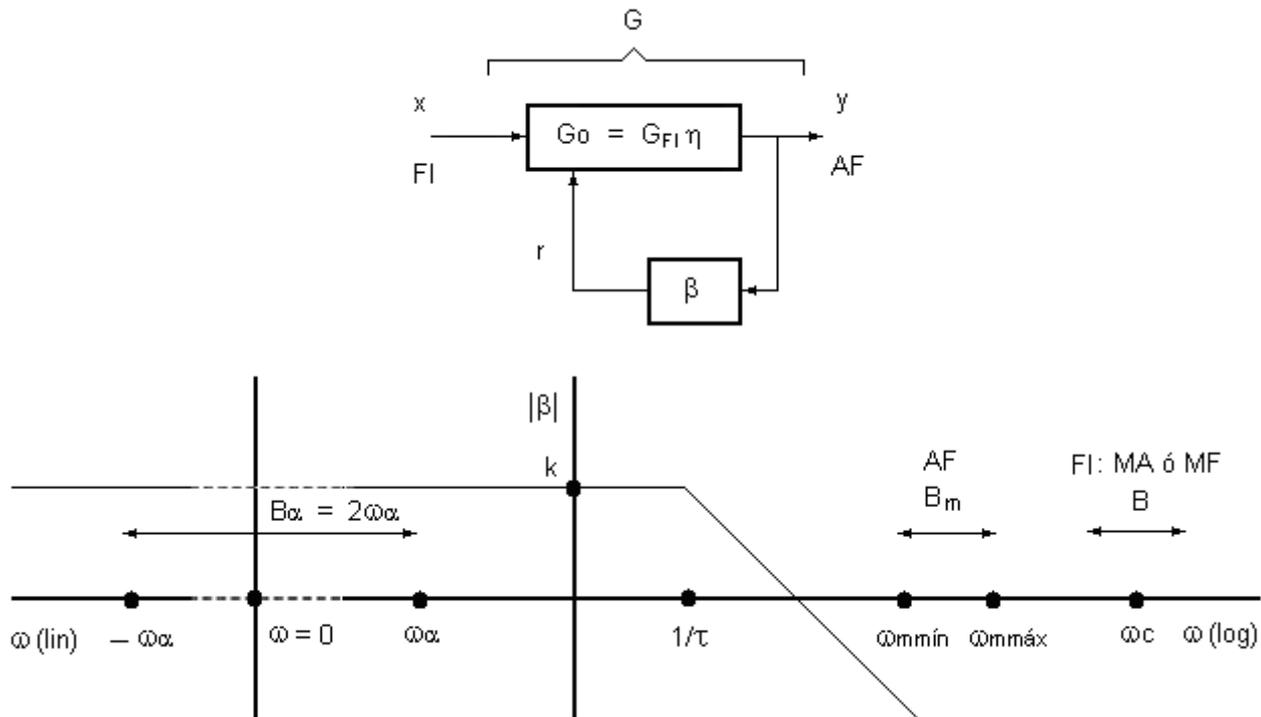
que para MA y MF respectivamente corresponden

$$x \stackrel{\Delta}{=} V_c (1 + m + \alpha) \text{ con un ancho de banda } B = 2\omega_{m\text{m}\acute{a}x}$$

$$x \stackrel{\Delta}{=} \omega_c (1 + \beta + \alpha) \text{ con un ancho de banda } B = 2\omega_{m\text{m}\acute{a}x}$$

siendo V_c y ω_c los portadores, y m y β los índices AF/V_c y AF/ω_c respectivamente. No confundir este β con el β de la realimentación que seguido desarrollamos.

El control se realiza cambiando la ganancia al primer amplificador de FI así se aumenta la sensibilidad del ajuste. Si lo hiciésemos sobre los siguientes, o sea que realimentáramos más adelante, la señal de llegada al amplificador heterodino tendría más amplitud y precisaríamos incrementos de realimentación más grandes. Esto podría ocasionarnos problemas porque si las excursiones son altas no estaremos trabajando sobre comportamientos lineales.



Seguido planteamos entonces las ecuaciones generales

$$G = y/x = G_0 (1 - r) = G_{FI} \eta (1 - r)$$

$$\beta = r/y = k / (1 + s\tau)$$

siendo G_{FI} la ganancia total de la FI y η el rendimiento de detección. La técnica aquí consiste en que β es un simple filtro de paso bajo que integrará al AF con su B_m pero no al α con su ω_α ; en otras palabras, existirá realimentación para α pero no para el AF. Podemos plantear esto como que $\omega_{m\text{m}\acute{a}x} \gg \omega_\alpha$.

Continuando entonces, tendremos una integración dada por la pendiente de -20 dB/DÉC en el espectro audible, por lo tanto será válida la aproximación

$$r = y \beta = y \cdot k / (1 + s\tau) \sim y \cdot k / s\tau$$

y antitransformando

$$r = (k / \tau) \int y dt = (k / \tau) \int x G_0 dt = (k G_0 / \tau) \int x dt = k G_0 \cdot V_c^* (1 + \alpha)$$

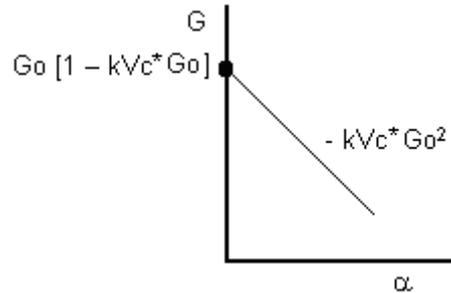
donde $V_c^* = V_c/1V$ es la tensión media de portadora obtenida por el filtro sin modular y normalizada, que se utilizará a su vez para polarizar al amplificador afectado. Por consiguiente nos queda

$$G = G_0 (1 - r) = G_0 [1 - kV_c G_0 (1 + \alpha)] = kV_c G_0^2 (F - \alpha) = G(\alpha)$$

donde $F = (1 - kV_c G_0) / kV_c G_0$

Podemos definir la *Sensibilidad al cambio*; esto es, cómo afecta a la ganancia G a un cierto porcentaje de α

$$S = \Delta G / \Delta \alpha = -kV_c G_0^2$$



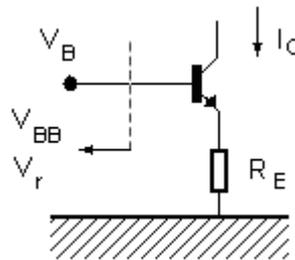
Se ha visto la implementación de un CAG tipo CAV para una recepción heterodina de MA, y la realimentación se ha realizado en la entrada del primer amplificador de FI. Para el caso de una de MF la realimentación se hará al oscilador local del sistema controlando con ello la mezcla en el batido.

Ejemplo de aplicación

Supongamos tener un TBJ debidamente polarizado y funcionando como primer amplificador de FI. Podemos en este caso llevar las ecuaciones de comportamiento vistas.

Para llegar a esto planteamos la corriente polarizante en el colector que dependerá de la que provee la fuente de alimentación V_{BB} y la V_r que se suministra con la realimentación del CAG

$$I_c \sim g_m V_T = (V_B - 0,6) / R_E = [(V_{BB} - V_r) - 0,6] / R_E$$



dinámicamente

$$i_c = \Delta I_c = (V_{BB} - V_r) / R_E$$

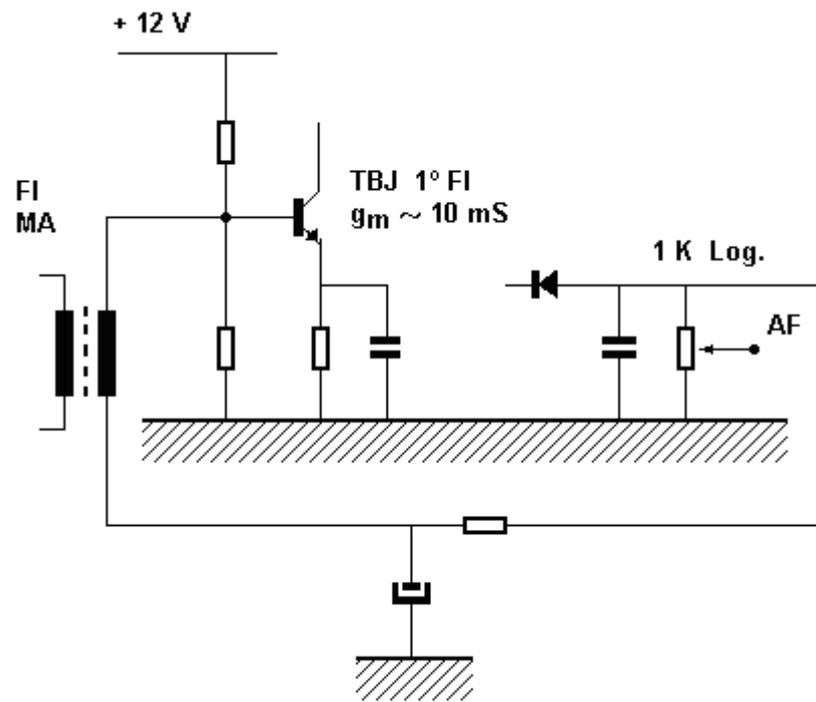
$$G_{FI} = G / \eta = A_o \Delta I_c = A_o (V_{BB} - V_r) / R_E = (A_o V_{BB} / R_E) (1 - V_r / V_{BB}) = (A_o V_{BB} / R_E) (1 - r)$$

donde

$$r = V_r / V_{BB}$$

Ejercicio 1

Se dispone de un receptor comercial superheterodino de MA con una ganancia de tensión conjunta de FI y detección de unas 100 veces. La señal obtenida de la conversión es una FI de 465 kHz y 10 mV pico hecha con una modulación entre 50 Hz y 10 kHz. Se pide polarizar el circuito del C.A.V. y estimar su filtro, como asimismo hallar la *Sensibilidad al cambio* resultante.



Determino la polarización básica

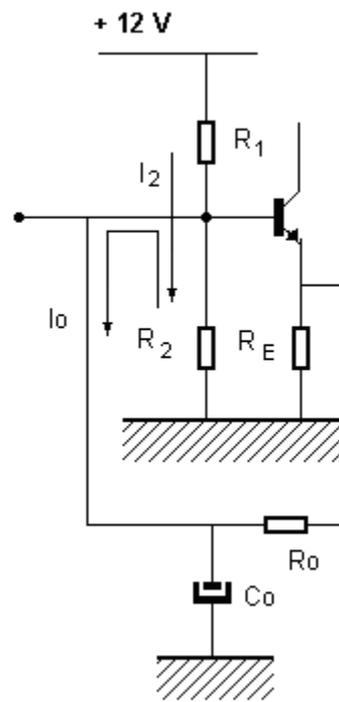
$$I_c \sim g_m V_T = 250 \mu\text{A}$$

$$V_E = 2 \text{ V (adoptada)}$$

$$I_2 = 1 \text{ mA (adoptada)}$$

$$R_E = V_E / I_c = 8000 \Omega \sim 6\text{k}8 \Omega \text{ (adoptada)}$$

$$R_2 = (V_E + 0,6) / I_2 = 2600 \Omega \sim 2\text{k}7 \Omega \text{ (adoptada)}$$



Adopto con el fin de simplificar cálculos

$R_o = 22 \text{ k}\Omega \gg 1 \text{ k}\Omega$ (potenciómetro)

lo que permite encontrar

$$I_o \sim V_c G_o / R_o = 45 \mu\text{A}$$

$$I_2 - I_o = (V_{cc} - 0,6 - V_E) / R_1 \sim I_2 \implies R_1 = 9,4 \text{ k}\Omega \sim 10 \text{ k}\Omega \text{ (adopción)}$$

Como valor experimental y clásico de esta τ tenemos los siguientes ejemplos de circuitos comerciales: Spica Modelo ST-600 en 0,015 s; Nobleza Modelo T4B en 0,2 s; y Noblex Carina Modelo TN2-F en 0,017 s; por consiguiente se estima su magnitud media aceptable alrededor de $\tau = 0,1$ s. O sea, conociendo que la frecuencia de corte se halla cómodamente igualando la reactancia a las resistencias que tiene en derivación, deberá cumplirse aproximadamente

$$\tau = C_o \cdot R_{enTBJ} // (R_o + R_{salDET}) \sim C_o \cdot (R_1 // R_2 // \beta R_E) // (R_o + 1 \text{ K}\Omega) \sim C_o \cdot (R_1 // R_2) // R_o$$

$$\implies C_o = \tau / R_1 // R_2 // R_o = 51 \mu\text{F} \sim 47 \mu\text{F} \text{ (adopción)}$$

Por otra parte sabemos que la frecuencia de corte del filtro no debe dejar pasar al AF en el *peor caso*

$$1/\tau \sim 1/C_o R_o \ll \omega_{mín}$$

$$\implies 1 / R_2 \omega_{mín} = 2 \mu\text{F} \ll C_o \longrightarrow \text{correcto}$$

y verificamos la estimación del seguimiento al cambiar de canal

$$R_2 C_o = 0,12 \text{ seg} \ll 1 \text{ seg} \text{ (correcto, es rápida)}$$

porque si la C_o es grande al querer cambiar de estación no se la detectará, y a la inversa también, cuando salimos de la sintonía costará dejarla.

Seguido calculamos la constante del filtro y luego la *Sensibilidad* (tomamos el punto de partida $\alpha = 0$)

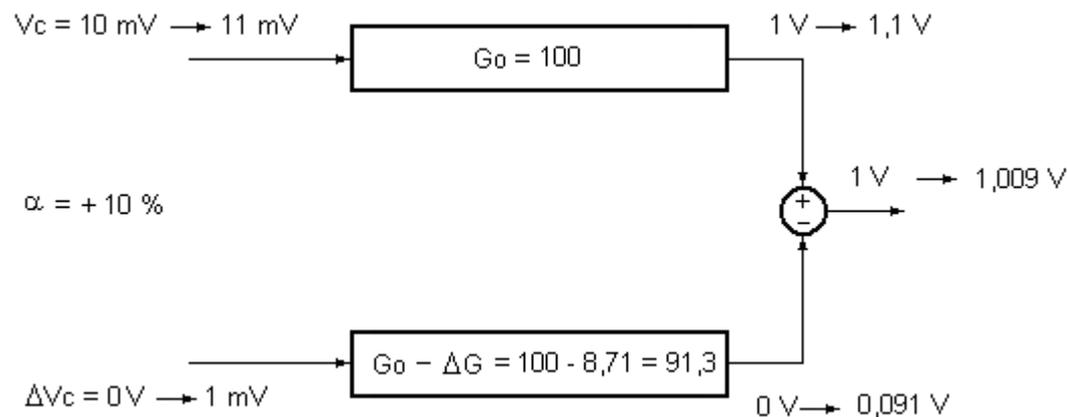
$$k \sim R_1 // R_2 / (R_o + R_1 // R_2) \sim 0,087$$

$$k V_c G_o = 0,087 \text{ V}$$

$$G = k V_c G_o^2 [(1 - k V_c G_o) / k V_c G_o - 0] \sim G_o = 100$$

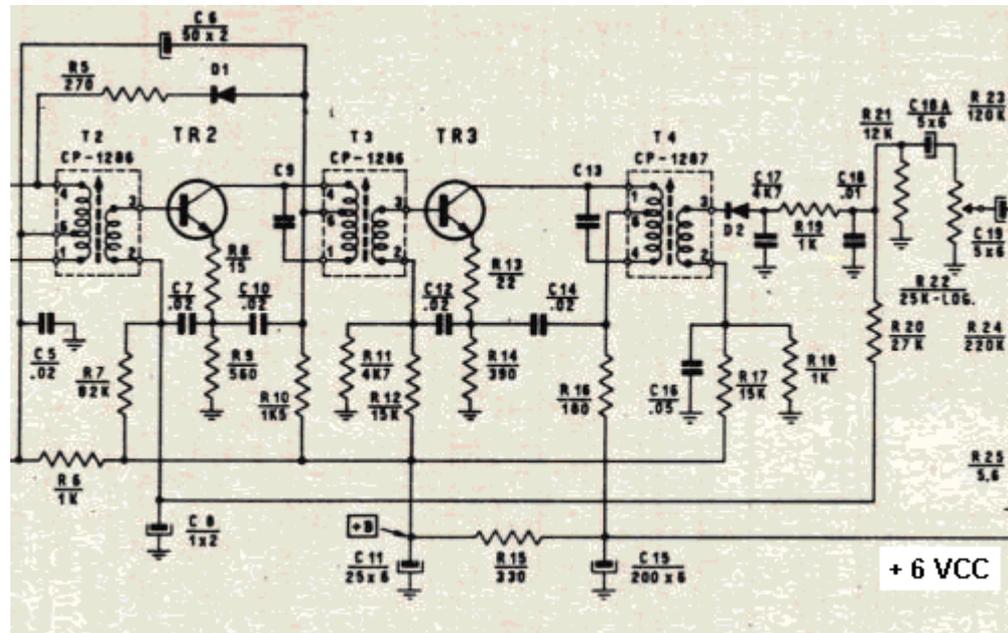
$$S = -k V_c G_o^2 = -8,71$$

En el siguiente diagrama podemos ver que para una variación del 10 % ascendente de α la portadora se mantiene.



Ejercicio 2

Para el siguiente circuito de la radio Noblex Carina Mod-TN2-F hallar aproximadamente lo que hemos denominado *Sensibilidad al cambio de estación*. Estimar una ganancia directa de unas 100 veces y que se ha sintonizado una portadora que al estar sin modular ofrece 2 Voltios continuos en el ánodo del detector.



Solución

Hallamos apoximadamente

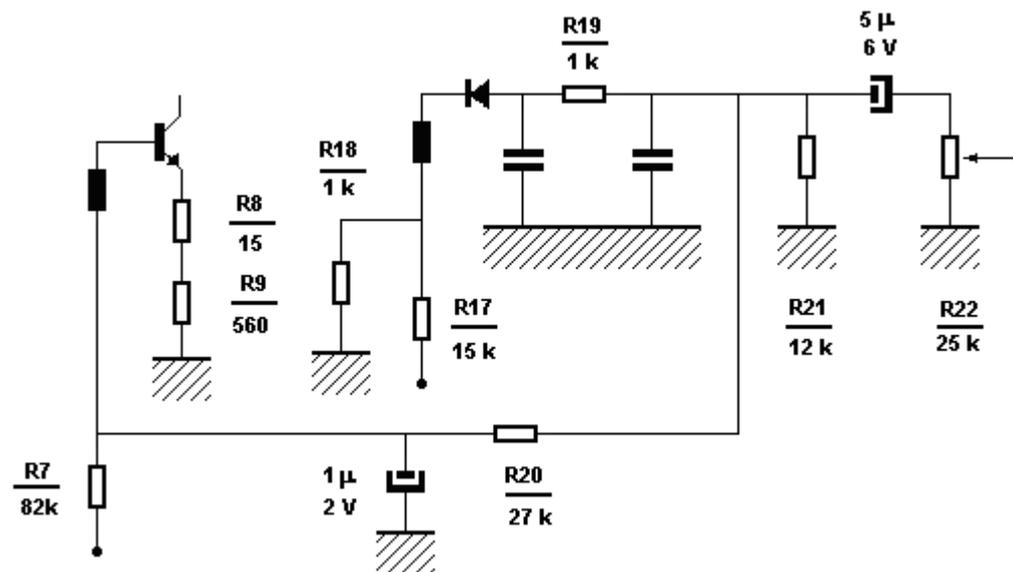
$$A_o = 100$$

$$G_o \eta \sim G_o = [R_{21} // R_{22} / (R_{19} + R_{21} // R_{22})] A_o = 0,89 \cdot 100 = 89$$

$$V_c = 2 \text{ V} / G_o = 22 \text{ mV}$$

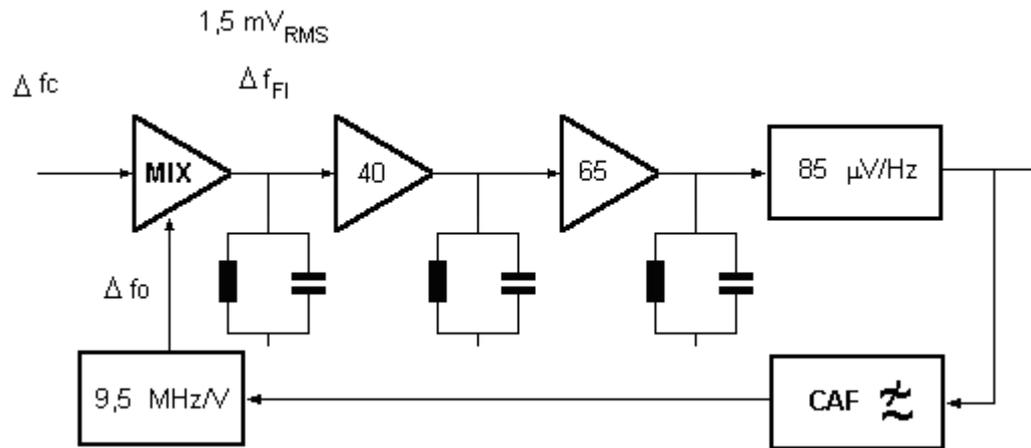
$$k \sim R_7 // \beta R_9 / (R_{20} + R_7 // \beta R_9) \sim 82k // 56k / (27k + 82k // 56k) = 0,55 \text{ (estimé un } \beta \sim 100)$$

$$S = \Delta G / \Delta \alpha = -k V_c G_o^2 = -8,8$$



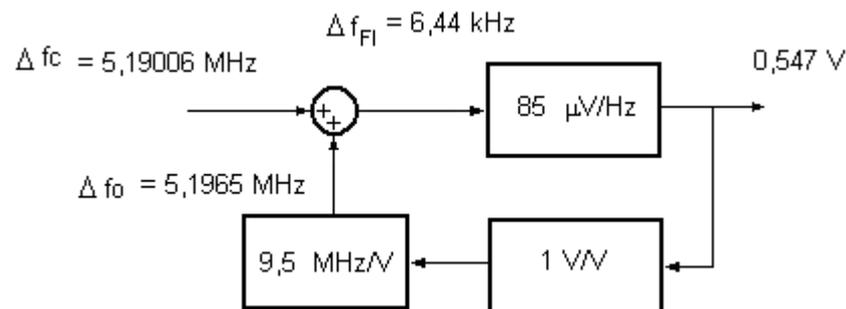
Ejercicio 3

En un receptor comercial de FM se dispone de un discriminador de sensibilidad dinámica $85 \mu\text{V}/\text{Hz}$ y un oscilador local de $9,5 \text{ MHz}/\text{V}$ controlado por un CAF simple pasivo de 1 solo polo. También se especifican las ganancias de tensión de cada etapa de FI. La FI es de $10,7 \text{ MHz} \pm 6,44 \text{ kHz}$. Cuando la FI llega a su máximo de frecuencia ($10,7 \text{ MHz} + 6,44 \text{ kHz}$) se pide encontrar el máximo de frecuencia que se tendría a la entrada de señal, es decir antes del heterodinador Δf_c .



Solución

En la implementación se ve que es $\Delta f_c = 5,19006 \text{ MHz}$.



Conversión de Frecuencia

La llamada conversión de frecuencias, también conocida como heterodinaje, batido o mezcla, nace con el inventor canadiense Reginald Fessenden (1866-1932) en 1905 con su propuesta para producir una señal audible de 3 KHz de las transmisiones inaudibles del código Morse provenientes de dos transmisores generadas por el antiguo alternador Alexanderson. Las señales serían batidas produciendo un efecto “supersónico” o escuchable a partir de los “poderes diferentes” de sus frecuencias inaudibles y, en otras palabras, se habría acuñado el vocablo “super-hetero-dino” —”dino” implica “poder”o “fuerza”. En síntesis, entiendo que podríamos pensar con rectitud que la palabra “superheterodino” significa “el poder audible dado por frecuencias diferentes”.

La técnica de los circuitos implementados consiste en controlar la ganancia de la señal modulada del canal recibida (ya sea ésta de AM, FM o PM) con otra sin modular generada localmente en el receptor, de tal manera que el resultado es el producto temporal entre ambas.

¿Y porqué se ha elegido el producto temporal entre ambas?... Sencillo, porque reproduce la totalidad de la forma de su espectro a una frecuencia segunda que llamamos intermedia o FI. Observe, si tenemos una señal de entrada resulta

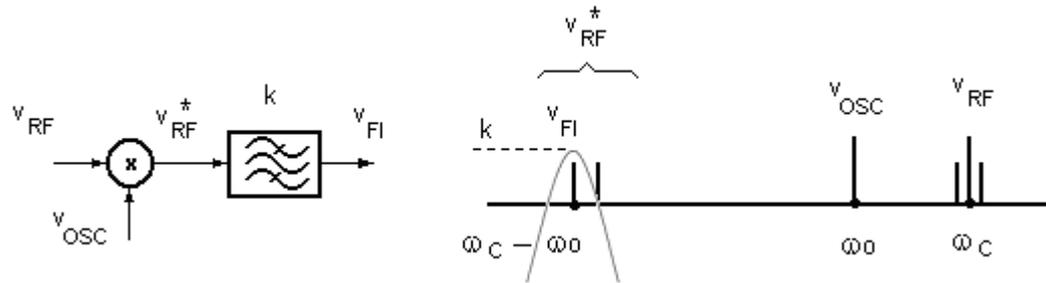
$$v_{RF} = V_{RF} (1 + m) \cos \omega_C t \longrightarrow \text{canal } \omega_C \text{ sintonizado con un índice de modulación } m \text{ y una portadora de amplitud } V_{RF}$$

$$v_{OSC} = 1 * \cos (\omega_0 t) \longrightarrow \text{oscilación local con amplitud normalizada para simplificar cálculos}$$

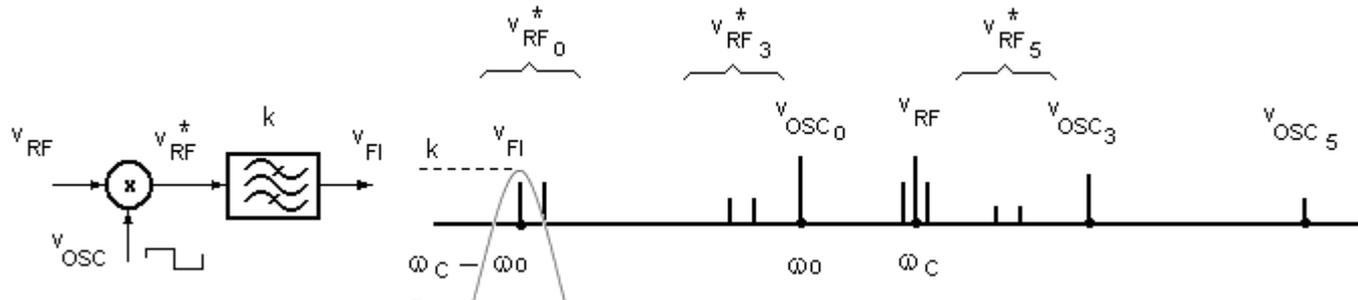
$$v_{RF}^* = v_{RF} \cdot v_{OSC} = V_{RF} (1 + m) / 2 \cdot [\cos (\omega_C + \omega_0) t + \cos (\omega_C - \omega_0) t] \longrightarrow \text{DBL sin portadora}$$

y luego del filtrado

$$v_{FI} = k V_{RF} (1 + m) / 2 \cdot \cos (\omega_C - \omega_0) t \longrightarrow \text{señal de FI que resultó de la conversión}$$



Ahora bien, como resulta de difícil implementación electrónica este producto temporal, se prefiere realizarlo no con una onda sinusoidal sino con una onda rectangular (conmutando a un dispositivo TBJ o FET de corte a saturación, o bien en su zona activa), de tal manera que se generarán DBL para cada una de sus armónicas que son impares y se aprovechará la fundamental que tiene más amplitud. El resultado es prácticamente el mismo.



Bien, entonces ahora, para generar este producto, nos valdremos de un amplificador controlado por tensión; esto es, para un TBJ, controlar su transconductancia aprovechando su propiedad

$$|y_m| \sim g_m = \Delta I_C / \Delta V_{BE} \sim I_C / V_T$$

$$\Delta g_m = \Delta I_C / V_T$$

donde I_C es la corriente de colector polarizante, la V_{BE} la existente de continua entre la base y el emisor, y $V_T \sim 2$ a 25 mV una constante al ambiente de 25 °C. Para un JFET resulta

$$I_D = I_{DSS} (1 + V_{GS} / V_{OFF})^2 \longrightarrow V_{GS} < 0$$

$$|y_m| \sim g_m = \Delta I_D / \Delta V_{GS} = (2 \cdot I_{DSS} / V_{OFF}) \cdot (1 + V_{GS} / V_{OFF})$$

donde I_{DSS} es la corriente máxima y V_{OFF} es la tensión de corte (o de estrangulamiento *pinch-off*). Para los MOSFET es similar.

Ahora otra consideración importante cuando se proyectan estos circuitos. Resulta que trabajar con un transistor TBJ o JFET o MOSFET con una señal cuadrada en su zona activa, por tanto lineal, puede traer aparejado dificultad porque no se conoce con seguridad la amplitud anticipada de la señal del oscilador local, sobre todo si son implementaciones seriadadas comerciales. Es por este motivo que suele utilizarse la practicidad de conmutar al dispositivo en lugar de la opción anterior opción, total, la señal oscilatoria aparecerá de todos modos en forma rectangular al cortar y saturar al amplificador heterodino.

En cuanto a los osciladores locales, éstos pueden ser implementados como circuitos aparte, o bien formando con el propio mezclador una autooscilación. Para este último caso se diseñan teniendo en cuenta que su frecuencia ω_0 dista de la portadora ω_c y de la de FI resultante ω_{FI} , cuestión por la que los componentes destinados a estas funciones son despreciables; dicha consideración simplifica el proyecto.

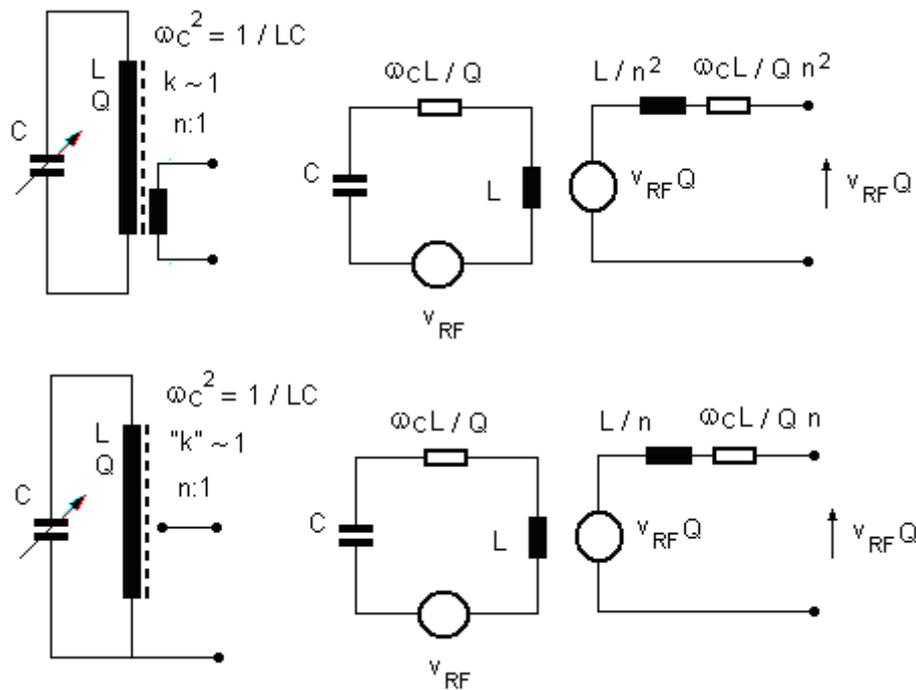
La recepción de la antena

Si la frecuencia de recepción es baja como lo es el caso de las MA comerciales que van de 535 kHz a 1,705 MHz (o sea longitudes de onda de 560-176 metros) el tratamiento es diferente que para las otras, como lo son las de FM comerciales que se encuentran entre 87,5-108 MHz (3,42-2,77 metros); y más aún las de microondas que no nos ocuparemos.

Primero y antes que nada se debe saber que existen tres zonas de recepción en la radiación, y sólo una de ellas permitirá trabajar con lo que se ha denominado *resistencia de antena radiante o receptora*. Así, de acuerdo a cómo nos distanciamos a un radio R de la antena, hay predominancias que ejemplifican el tema. Ellas son

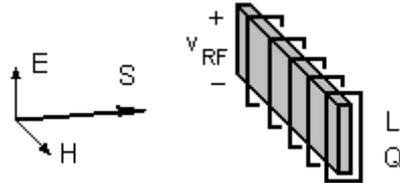
- $R \ll \lambda \rightarrow$ Zona de energía reactiva cuasi-estacionaria con predominancia del campo eléctrico E
- $R \sim \lambda \rightarrow$ Zona de energía reactiva de Fresnel con predominancia del campo magnético H
- $R \gg \lambda \rightarrow$ Zona de energía activa de Fraunhofer con predominancia del campo electromagnético EH

Para los usos comerciales de AM cuya antena transmisora se encuentra en la misma ciudad que el equipo receptor, se pone en evidencia que se encontrará aproximadamente en la Zona de Fresnel y, por tanto, el bobinado de sintonía de antena carecerá de resistencia de radiación formando un sencillo circuito de sintonía simple en la recepción. Esta señal así inducida con flujo magnético (más que electromagnético) V_{RF} (en vacío sin sintonía) será a su vez amplificada Q veces aprovechando la característica de toda sintonía serie. Para eso insertamos un condensador C: sintonía y amplificación de lo inducido en el arrollamiento. Las implementaciones siguientes pretenden mostrar los efectos.



En cuanto a la recepción de FM ya se está en la zona de Fraunhofer y por tanto la misma antena con un bobinado y ferrite ya no absorbe campo magnético sino que se comporta como una antena propiamente dicha; como una especie de *antena de cuadro*. Estos núcleos pueden ser cilíndricos o rectangulares, da lo mismo, porque su función es la de impedir que se induzca tensión en la otra cara del bobinado cancelando el efecto. La siguientes imagen ilustra lo que exponemos. Si se tiene por espira una longitud efectiva L_{ef} y un número N de vueltas, resultará la tensión inducida

$$v_{RF} = N E L_{ef}$$



La ganancia de conversión

Es éste concepto un ardid matemático que simplifica las cosas.

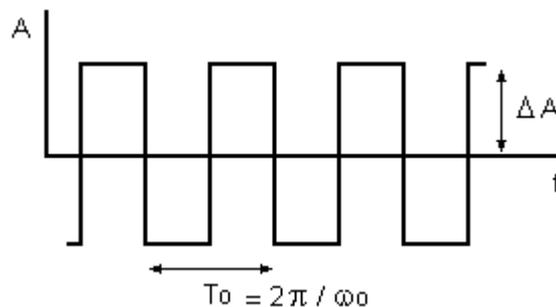
Se pensará que el producto temporal buscado no lo hace la señal del oscilador sino su "representante", es decir, la ganancia A del amplificador heterodino. En otras palabras, si es

$$A = K v_{OSC} = A(v_{osc})$$

resulta

$$v_{RF}^* = v_{RF} \cdot v_{OSC} = v_{RF} \cdot A(v_{osc}) / K$$

y será ahora la ganancia la que tomará un concepto temporal para multiplicar



y por lo tanto también espectral

$$A = 2 \cdot \Delta A / \pi [\cos \omega_0 t + 1/3 \cos 3\omega_0 t + 1/5 \cos 5\omega_0 t + \dots]$$

Debido a la polarización que posiblemente tenga el dispositivo activo que se use para generar la ganancia A , ésta poseerá un adicional de continua sumándose a su forma cuadrada. Pero esta magnitud, que es constante, no aportará a la conversión porque sólo se agregará como componente continua espectral y su producto no implicará resultado

$$A_{final} = CC + A$$

Si ahora tenemos en cuenta que la señal de entrada $v_{RF} (1 + m)$ es amplificada A veces, en el resultado del sintonizado de la primera FI y cuya sintonía la representa k , tenemos reemplazando

$$v_{FI} = k v_{RF} (2 \cdot \Delta A / \pi) (1 + m) / 2 \cdot \cos (\omega_C - \omega_0) t = k v_{RF} (1 + m) \Delta A / \pi \cdot \cos (\omega_C - \omega_0) t$$

o sea que es como si a toda la señal de AM de v_{RF} que está a una ω_C se la amplifica por $k \Delta A / \pi$ veces y luego obtenemos una salida que le corresponde a la AM pero con una ω_{FI} .

Así, dejando de lado el filtro k y considerando únicamente al amplificador, se tiene lo que se denomina **ganancia de conversión Ac**

$$A_c \triangleq \frac{\Delta}{V_{RF}(\omega_C)} V_{RF}(\omega_{FI}) / V_{RF}(\omega_C)$$

que resulta, para una señal sinusoidal o cuadrada, respectivamente

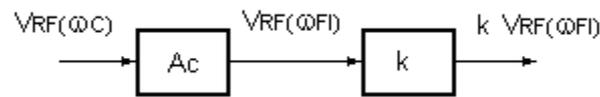
$$V_{RF} v_{OSC} = A_c V_{RF} [\cos(\omega_C + \omega_0)t + \cos(\omega_C - \omega_0)t] / 2 \rightarrow \text{control con una sinusoidal}$$

$$V_{RF} v_{OSC} = (2 \cdot \Delta A / \pi) V_{RF} [\cos(\omega_C + \omega_0)t + \cos(\omega_C - \omega_0)t] / 2 \rightarrow \text{control con una onda cuadrada}$$

y con ello finalmente

$$A_c = A/2 \rightarrow \text{control con una sinusoidal}$$

$$A_c = \Delta A / \pi \rightarrow \text{control con una onda cuadrada}$$



siendo una forma práctica de encarar el tema y omitir al oscilador. Conceptualmente nos está diciendo que podemos usar a un amplificador cualquiera para batir siempre que podamos controlar su ganancia, pero sepamos que su eficiencia disminuirá prácticamente tres (π) veces.

El modelo equivalente híbrido π de un TBJ

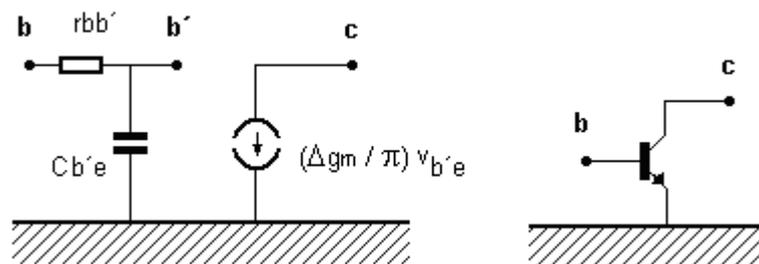
Cuando un TBJ trabaja con ondas cuadradas en su zona lineal y activa, se utiliza con frecuencia este modelo ideado por el ingeniero estadounidense Lawrence Joseph Giacoletto (1916-2004) y que presentamos en su forma simplificada. Sus ecuaciones básicas de comportamiento son las siguientes:

$$\omega_T = g_m Q / C_{b'e} \rightarrow 2\pi \text{ frecuencia de transición}$$

$$\tau = r_{bb'} \cdot C_{b'e} \rightarrow \text{constante de tiempo en la base}$$

$$g_{mC} = (\Delta g_m / \pi) / (1 + s\tau) \rightarrow \text{transconductancia de conversión}$$

$$r_{b'e} \sim h_{11e} \rightarrow \text{no se ha dibujado porque puede despreciarse frente a la reactancia de } C_{b'e}$$



Ejemplo de un TBJ trabajando en su zona activa

El circuito muestra a un TBJ debidamente polarizado en su zona activa y que se lo va despolarizando a ritmo de la señal del oscilador local logrando con ello un cambio en la transconductancia final.

Usaremos una señal del oscilador senoidal por simplicidad. Si fuera cuadrada el análisis es igual pero se tendrá en cuenta dos cosas: por un lado que la ganancia de tensión disminuirá π veces, y segundo se tendrá en cuenta las

armónicas impares de una señal cuadrada, sobre todo la 3ª que es la de mayor amplitud, ya que pueden ser indeseables en la afectación del resto del circuito —que puedan ingresar como señal sin Rechazo.

El capacitor de sintonía normalmente es de aire y se halla en configuración *tandem* con otro que regula al oscilador local. En algunas implementaciones de mejor calidad, como han sido en los vehículos de hace algunos años, ambas sintonías se hacían con *tandem* de bobinados.

Sus datos para calcularlo imaginemos que sean por ejemplo los siguientes:

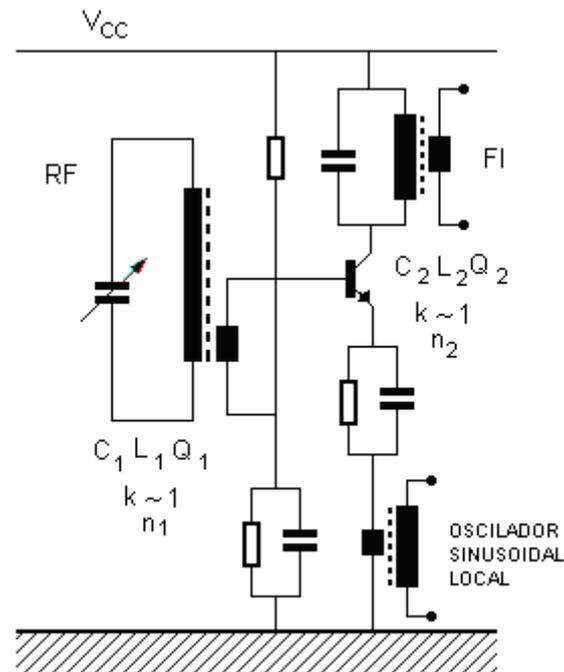
$f_c = 1 \text{ MHz} \rightarrow$ canal de MA

$B = 20 \text{ kHz} \rightarrow$ ancho de banda del canal de MA

$f_{FI} = 465 \text{ kHz} \rightarrow$ FI

$V_{RF(\omega C)} = 1 \text{ mV} \rightarrow$ tensión pico de portadora inducida en el sintonizado de antena

$V_{RF(\omega FI)} \geq 10 \text{ mV} \rightarrow$ tensión pico de portadora en el sintonizado de FI



Podemos empezar a calcular el circuito adoptando, por ejemplo

TBJ \rightarrow BF115 (es un transistor que no presentará problemas de capacitancias distribuidas ni será falta de ganancia pues posee una $f_T = 230 \text{ MHz}$ y además es económico)

$V_{CC} = 12 \text{ V}$

$C_1 = 100 \text{ pF} \rightarrow$ adoptada como punto medio de un *tandem*

donde en la elección de las relaciones de espiras conviene en lo posible que sea grande así hay independencia de un circuito con el otro. Es lo común y correcto que por este motivo los ajustes (llamada comúnmente “calibración”) de los sintonizados de FI en radios y TV se hagan de atrás hacia adelante. Entonces

$$L_1 = 1 / \omega^2 C_1 = 253 \mu\text{H}$$

$$n_1 = 20$$

$$L_2 = 100 \mu\text{H} \rightarrow \text{adoptada}$$

$$n_2 = 20$$

y una vez armadas se miden y verifican que pase el ancho de banda. Para la contemplación de los Rechazos de frecuencia imagen, de canal adyacente y de una posible FI externa, podemos valernos de resistores en paralelo con los sintonizados para bajar los rechazos, y si queremos aumentarlos debe ser aquí, en la construcción aumentando el Q. Supongamos entonces haber obtenido

$$Q_1 = 120 < f_c / B = 50$$

$$Q_2 = 90 < f_{FI} / B_{FI} \stackrel{\Delta}{=} f_c / B = 50$$

y como vemos que no ha resultado, podemos entonces disminuir las magnitudes con resistencias en derivación que llamamos R1 y R2 para cada bobinado respectivamente

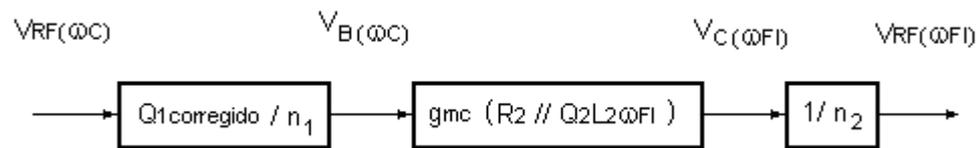
$$f_c / B > Q_{1\text{corregido}} = (R_1 // Q_1 L_1 \omega_c) / \omega_c L_1 = 40 \text{ (adoptado)} \Rightarrow R_1 = \omega_c L_1 / (Q_{1\text{corregido}}^{-1} - Q_1^{-1}) \sim 100 \text{ K}\Omega$$

$$f_{FI} / B_{FI} > Q_{2\text{corregido}} = (R_2 // Q_2 L_2 \omega_{FI}) / \omega_{FI} L_2 = 40 \text{ (adoptado)} \Rightarrow R_2 = \omega_{FI} L_2 / (Q_{2\text{corregido}}^{-1} - Q_2^{-1}) \sim 22 \text{ K}\Omega$$

Si planteamos ahora un diagrama en bloques podemos despejar la *transconductancia de conversión* g_{mc} necesaria

$$V_{RF}(\omega_{FI}) / V_{RF}(\omega_c) = 10 = Q_{1\text{corregido}} g_{mc} (R_2 // Q_2 L_2 \omega_{FI}) / n_1 n_2$$

$$\Rightarrow g_{mc} = 10 n_1 n_2 / Q_{1\text{corregido}} (R_2 // Q_2 L_2 \omega_{FI}) = 15,2 \text{ mS}$$



y con ello hallar la polarización

$$\Delta I_C = V_T \Delta g_m = V_T (2 \cdot g_{mc}) = 60,8 \mu\text{A}$$

$$\Delta I_C = V_T \Delta g_m = V_T (\pi \cdot g_{mc}) = 95,4 \mu\text{A} \rightarrow \text{si la señal del oscilador fuera cuadrada que no es nuestro caso}$$

$$\Delta I_C \leq I_C = 1 \text{ mA} \rightarrow \text{adoptado, y cuanto mayor mejor porque aumentará la } g_{mc} \text{ y con ello la salida}$$

Si se tienen los datos adecuados del manual, podemos estimar el modelo de Giacoletto

$$1 / \tau = 1 / r_{bb'} \cdot C_{b'e} < \omega_c$$

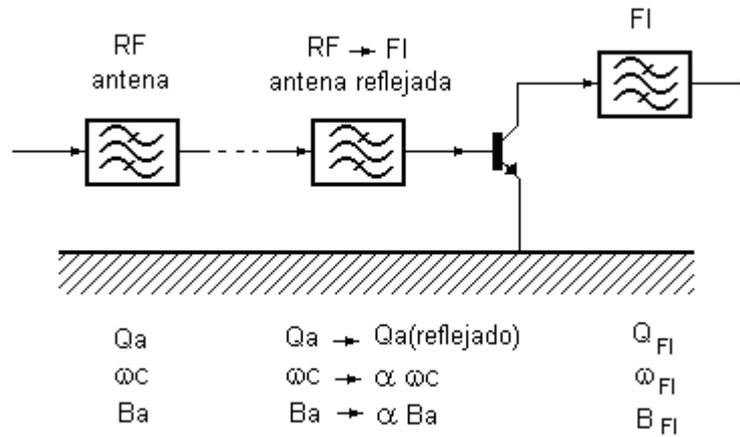
El convertidor como amplificador

Una forma de ver y comprender este circuito heterodinador, es considerándolo como un simple amplificador que transfiere una sola frecuencia, la FI. Como consecuencia del oscilador local podemos pensar que se ha "bajado" la frecuencia de antena α veces

$$\alpha \stackrel{\Delta}{=} \omega_{FI} / \omega_c < 1$$

donde se observa que el Q de la antena no cambia

$$Q_a(\text{reflejado}) = \alpha \omega_c / \alpha B_a = \omega_c / B_a = Q_a$$



pero sí se afectará el ancho de banda total BT porque son dos etapas de sintonía simple en cascada. Cuando ambos anchos de banda αB_a y B_{FI} son prácticamente del mismo rango puede usarse la expresión conocida para 2 etapas $BT \approx 0,6 B_{FI}$; cuando tienen mucha diferencia entre ambas dominará lógicamente la más angosta; pero si no es ni un caso ni el otro, lamentablemente, será engorroso y se deberá calcular (multiplicar las transferencias y hallar el ancho de banda BT a 3 dB de caída).

El problema del cambio de transconductancia.

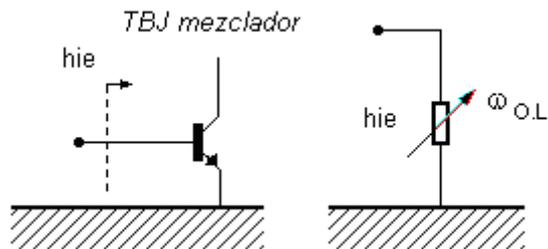
Cuando el batido lo hace un FET no hay inconveniente pues la resistencia que ofrece entre gate-surtidor es prácticamente infinita y constante, pero cuando es realizado por un TBJ la excursión de la polarización trae aparejado un cambio del hie y con ello ofrece una carga variable.

En otras palabras, el cambio de transconductancia con el "paseo" del oscilador local $\omega_{O.L.}$, produce una impedancia de entrada variable en el transistor y, si no se independiza este efecto (siempre con un generador constante de tensión, baja R interna, que normalmente lo hace el pequeño bobinado), estará la sintonía captada cambiando a su ritmo en Q y ancho de banda también. Todo un problema.

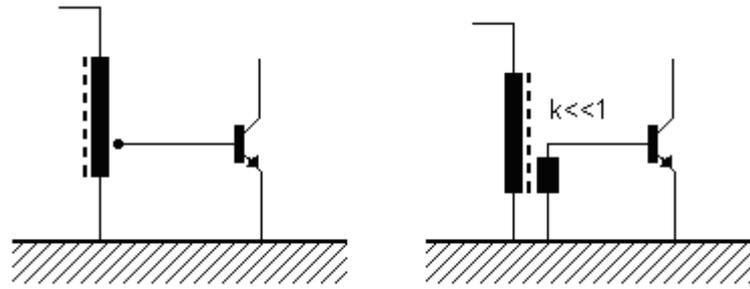
$$h_{ie} \sim h_{fe} / g_m \approx \beta / (I_C / V_T) = \beta V_T / I_C(\omega_{O.L.}) = h_{ie}(\omega_{O.L.}) \rightarrow \text{por definición}$$

$$\Rightarrow h_{ie \text{ máx}} \approx \beta / (I_C \text{ mín} / V_T) \rightarrow \text{si la excursión pasa por cero} \rightarrow \beta / (0 / V_T) = \infty \Omega$$

$$\Rightarrow h_{ie \text{ mín}} \approx \beta / (2 I_C \text{ máx} / V_T)$$



Para solucionar esto se usa una excitación con un generador de baja impedancia interna, como por ejemplo un autotransformación con mínima derivación, o bien con la independencia de un bajo acoplamiento de un transformador



Ejercicios

Ejercicio 1

Se dispone de un amplificador sintonizado a la frecuencia de 10,7 MHz implementado mediante un transistor de radiofrecuencia BF115. Se pide:

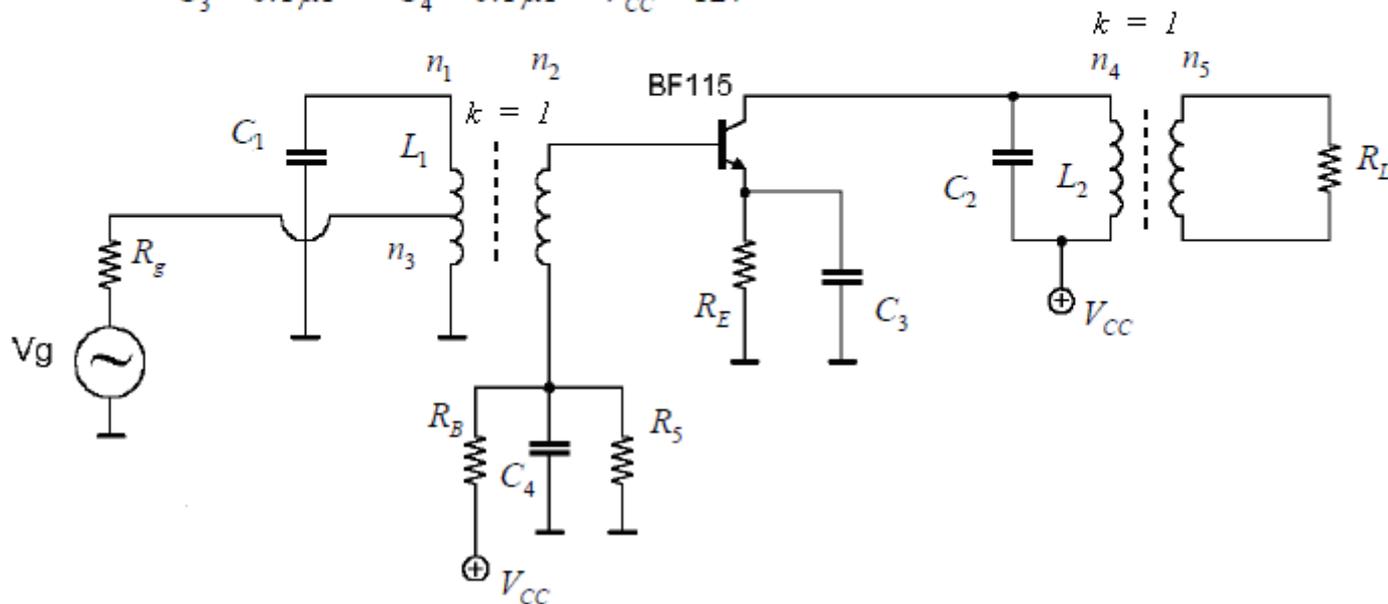
a) Calcular el punto de funcionamiento estático, el ancho de banda, la transconductancia de conversión y la ganancia.

b) Modificar el circuito para operar como mezclador, de modo de convertir la señal de entrada a la frecuencia de 450 kHz, aplicando en emisor un oscilador local ideal que genera una onda cuadrada de $f_{OL} = 10,7 + 0,45$ MHz y amplitud tal que la corriente de colector varíe entre 0 y 1 mA. El sintonizado de salida se lleva a resonancia en 450 kHz con igual ancho de banda que en el caso del inciso anterior.

$$R_B = 9K3 \quad R_5 = 2K7 \quad R_E = 2K \quad R_g = 50\Omega \quad R_L = 1K$$

$$\frac{n_1}{n_2} = 2 \quad \frac{n_1}{n_3} = 12 \quad \frac{n_4}{n_5} = 3 \quad L_1 = 1\mu\text{Hy} \quad L_2 = 5\mu\text{Hy}$$

$$C_3 = 0.1\mu\text{F} \quad C_4 = 0.1\mu\text{F} \quad V_{CC} = 12V$$



Solución

a) Con los datos de polarización de las hojas de datos del TBJ elegimos y obtenemos:

$$I_{CQ} \triangleq 1 \text{ mA (dato de la polarización)} \quad V_{CEQ} = 10 \text{ V} \quad \beta \approx 150$$

$$f_T = 230 \text{ MHz} \quad C_{cb} \sim 0,7 \text{ pF}$$

CDIL
Continental Device India Limited
An ISO 9002 and IECQ Certified Manufacturer



NPN SILICON PLANAR RF TRANSISTOR

BF115

**TO-72
Metal Can Package**



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta=25°C unless specified otherwise)

DESCRIPTION	SYMBOL	VALUE	UNIT
Collector Base Voltage	V_{CB0}	50	V
Collector Emitter Voltage	V_{CE0}	30	V
Emitter Base Voltage	V_{EB0}	5	V
Collector Current	I_C	30	mA
Base Current Continuous	I_B	1	mA
Total Power Dissipation @ Ta=45°C	P_D	145	mW
Operating & Storage Junction Temperature Range	T_j, T_{stg}	-55 to +175	°C
THERMAL RESISTANCE			
Junction to Ambient	$R_{\theta(ja)}$	900	°C/W

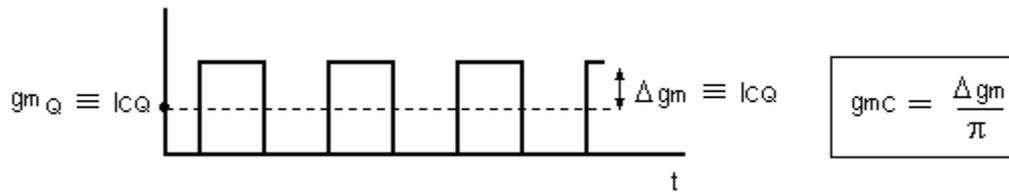
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta=25°C unless specified otherwise)

DESCRIPTION	SYMBOL	TEST CONDITION	VALUE			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Collector Emitter Breakdown Voltage	BV_{CE0}	$I_C=2\text{mA}, I_E=0$	30			V
Collector Base Breakdown Voltage	BV_{CB0}	$I_C=10\mu\text{A}, I_E=0$	50			V
Emitter Base Breakdown Voltage	BV_{EB0}	$I_C=10\mu\text{A}, I_E=0$	5			V
Collector Cut off Current	I_{C0}	$V_{CE}=20\text{V}, I_E=0, T_a=175^\circ\text{C}$		0.5		μA
DC Current Gain	h_{FE}	$I_C=1\text{mA}, V_{CE}=10\text{V}$	48	167		
		$I_C=20\text{mA}, V_{CE}=2\text{V}$	40			
Base Emitter On Voltage	$V_{BE(on)}$	$I_C=1\text{mA}, V_{CE}=10\text{V}$	600	700	740	mV
		$I_C=20\text{mA}, V_{CE}=2\text{V}$			1000	mV
DYNAMIC CHARACTERISTICS						
Transition Frequency	f_T	$I_C=1.0\text{mA}, V_{CE}=10\text{V}, f=100\text{MHz}$	230			MHz
Feedback Capacitance	C_{fb}	$V_{CE}=10\text{V}, I_C=1\text{mA}, f=0.45\text{MHz}$	0.65	0.8		pF
Noise Figure	NF	$V_{CE}=10\text{V}, I_C=1\text{mA}, R_g=300\Omega, f=200\text{kHz}$		1.5		dB
		$f=1\text{MHz}$		1.2		dB

Pulse Test: pulse Width <300 μs , Duty Cycle=2%

$$BC \triangleq BFI = \omega F1 / Q2 = \omega F1 / [RL (n4/n5)^2 / \omega F1 L2] = 2\pi 10,7 / [1 (3)^2 / 2\pi 10,7,5] = 400 \text{ kHz} \rightarrow \text{B de conversión}$$

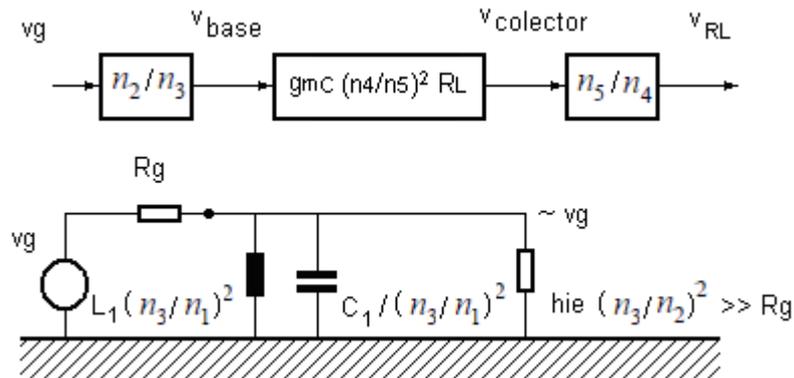
$$gm_Q \approx ICQ / VT \Rightarrow \Delta gm \triangleq gm_Q \approx ICQ / VT = 1 / 26 \text{ mV} = 38,4 \text{ mS}$$



$$gm_C = \Delta gm / \pi = gm_Q / \pi = 38,4 / \pi = 12,2 \text{ mS}$$

$$gm \triangleq ic / v_{be} \sim h_{fe} / h_{ie} \Rightarrow h_{ie} \sim h_{fe} / gm_Q \approx \beta / (ICQ / VT) = 150 / (1 / 26 \text{ mV}) = 3900 \Omega$$

$$A_{VC} \triangleq v_{RL}(\omega F1) / v_g(\omega C) \sim (n2/n3) \cdot gm_C \cdot (n4/n5)^2 RL \cdot (n5/n4) = (6/1) \cdot 0,0122 \cdot 3^2 \text{ k} \cdot (1/3) = 219 \rightarrow \text{ganancia de conversión (*^2)}$$

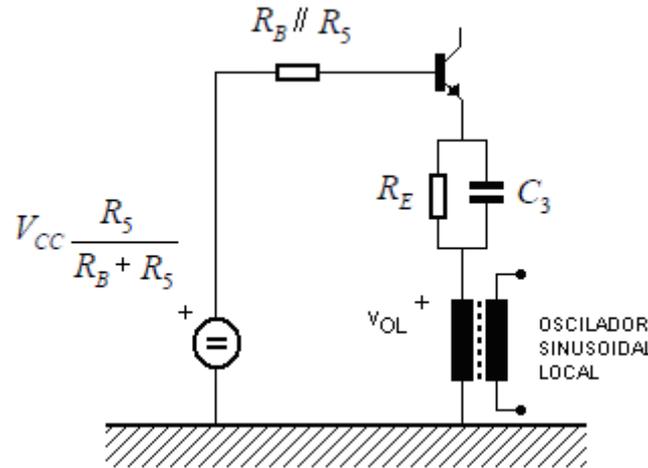


y de una manera más completa si dispusiéramos (aquí la $C_{b'e} \approx C_{bc}$ y podría usarse con el dato del manual)

$$A_{VC \text{ completa}} \stackrel{\Delta}{=} A_{VC} / (1 + s\tau) = A_{VC} / (1 + s \cdot r_{bb'} C_{b'e}) = A_{VC} / (1 + s \cdot r_{bb'} g_{mQ} / \omega T)$$

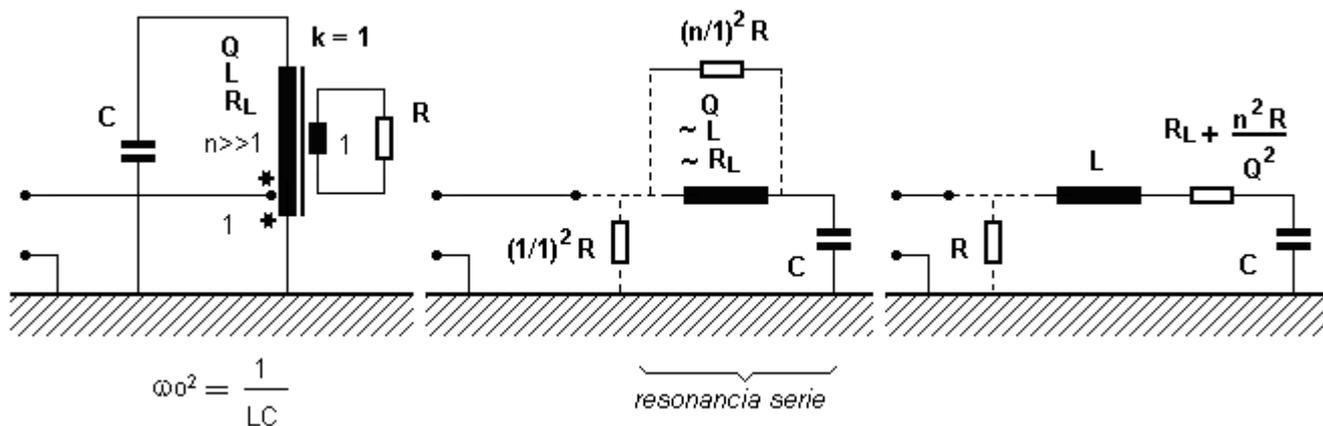
b) Proponemos, por ejemplo, un oscilador externo que excite al emisor del TBJ produciéndole conmutaciones, por lo que su amplitud mínima será la siguiente

$$\Delta v_{OL} \sim (\Delta I_C / \beta) R_B // R_5 = (I_{CQ} / \beta) R_B // R_5 = (1 / 150) \cdot 9,3 // 2,7 = 14 \text{ mV} \rightarrow \text{cualquier oscilador lo conmutará}$$



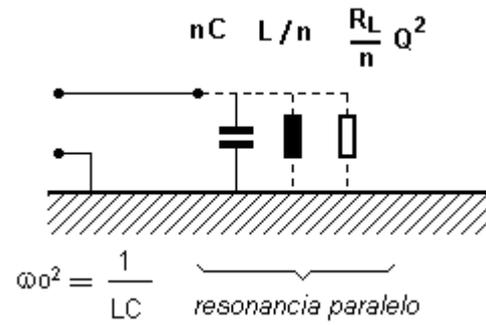
(*2) Aquí se ha considerado la transferencia del transformador-sintonizado simplemente como la relación de espiras n_2/n_3 , pero esto solamente se da si el Q del inductor no es alto. De una manera general, este circuito puede interpretarse de la siguiente manera donde la resistencia que se refleja teniendo en cuenta la resonancia serie vale aproximadamente $R // (R_L + n^2 R / Q^2)$, donde se ve claramente la dependencia de la relación n/Q

$R // R_L \sim R_L \rightarrow Q$ alto, o bien n/Q bajo \rightarrow (cortocircuito en la entrada de derivación)
 $R // n^2 R / Q^2 \rightarrow Q$ bajo, o bien n/Q alto



Seguido, nos aventuraremos a resolver el circuito cuando el acoplamiento es bajo $k \ll 1$. En este caso tendremos reflejada una sintonía paralelo a la entrada que demarcará una tensión a la salida conforme la inductancia mutua M y de dispersión a su salida. Para empezar a deducir esto observemos cómo queda el circuito y su acoplamiento. Debemos destacar dos tipos de acoplamiento: 1º) para el sintonizado tenemos un **autotransformador** donde el acoplamiento es fuerte y será la relación de espiras n quien defina los reflejos; y 2º) para la carga resistiva se tiene un **transformador** de bajo acoplamiento que es quien impedirá el reflejo y transmitirá la tensión obtenida en el primario.

Así, aplicando el *Teorema de Superposición* en el primer caso tenemos

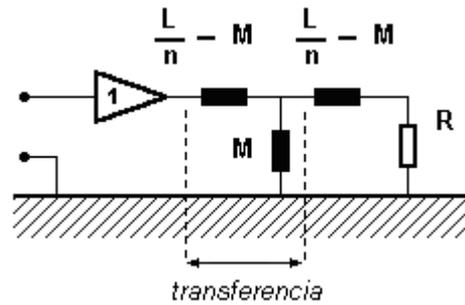


y en el segundo

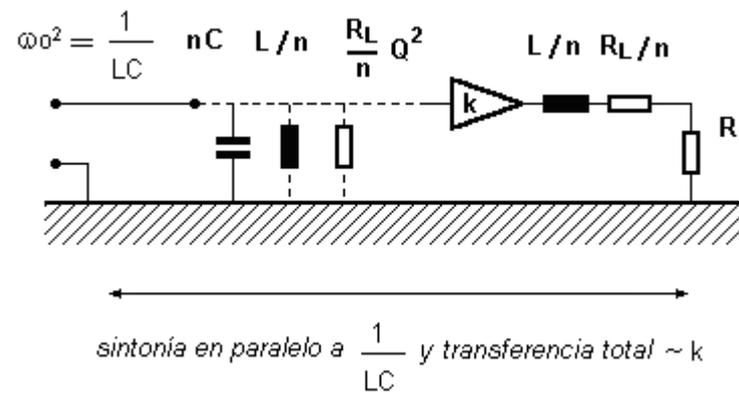
$$k = M / \sqrt{(L/n) \cdot (L/n)} \Rightarrow M = k L / n$$

$$\Rightarrow L/n - M = L/n$$

$$\Rightarrow M / [(L/n - M) + M] = k \rightarrow \sim \text{transferencia (atenuación) interna del transformador}$$



por lo que finalmente resulta la transferencia total de magnitud prácticamente k



Ejercicio 2

En la siguiente configuración, calcular $v_o(t)$ sabiendo que cuando $i_o = + i_o \Rightarrow i_c = 5 \text{ mA}$.

$$R_0 = 1K \quad R_s = 30\Omega \quad R_1 = R_2 = 10K \quad R_3 = 6K8 \quad R_L = 50K \quad V_{CC} = 12V$$

$$C_0 = C_s = C_a = 10nF \quad C_1 = 500pF \quad L_1 = 234\mu Hy \quad Z_I = 600\Omega$$

$$\frac{\omega_0}{2\pi} = 1.465 MHz$$

$$\frac{\omega_I}{2\pi} = 150 MHz$$

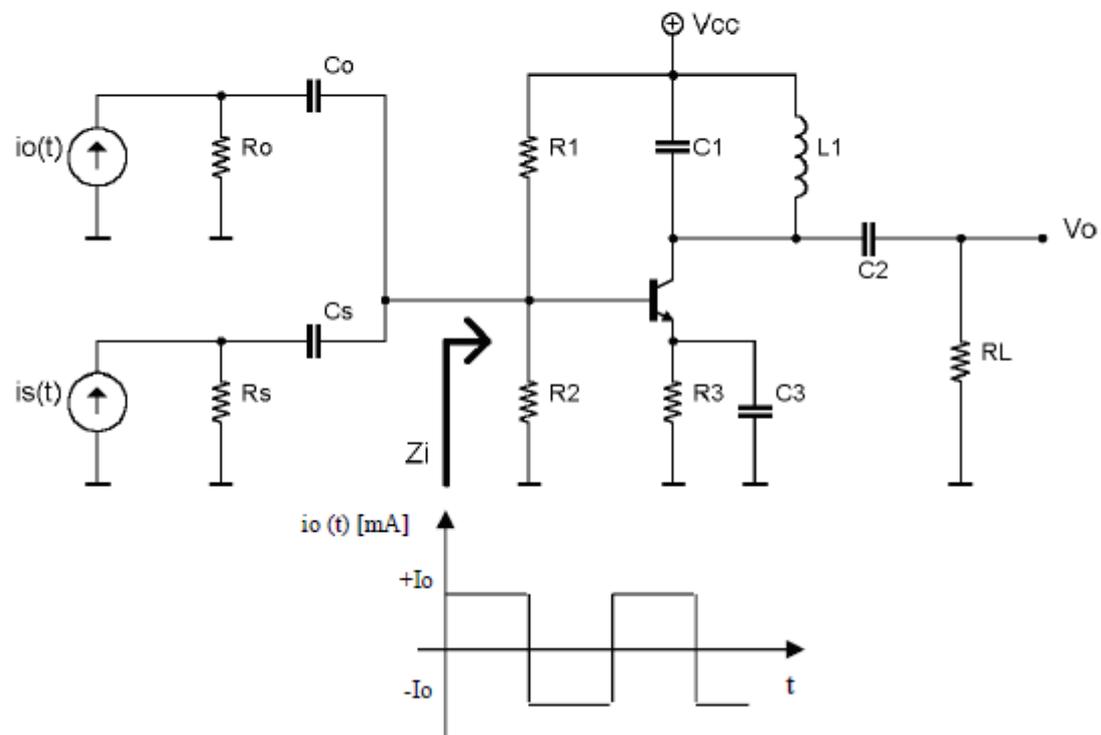
$$\frac{\omega_s}{2\pi} = 1 MHz$$

$$r_{bb'} = 150\Omega$$

$$V_T = 26 mV$$

$$I_S = 500 nA$$

$$i_s(t) = I_S \cdot \cos \omega_s t$$



Solución

Encontramos la transconductancia de conversión

$$I_C \sim [V_{CC} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) - 0,6] / R_3 = [12 \cdot 10 / (10 + 10) - 0,6] / 6,8 = 0,8 \text{ mA}$$

$$g_{mC} = \Delta g_m / \pi \sim I_C / V_T = 0,0008 / 0,026 = 30 \text{ mS}$$

luego la tensión pico a la entrada en la base (aquí el subíndice "s" implica portadora que nosotros llamamos "c")

$$V_b(\omega_c) = I_s \cdot R_o // R_s // R_i = 500 \cdot 1k // 30 // 600 = 14 \mu V$$

por lo que resulta finalmente la tensión pico de FI

$$V_{RL(\omega FI)} \stackrel{\Delta}{=} A_{vC} \cdot V_b(\omega_c) = g_{mC} R_L \cdot V_b(\omega_c) = 0,03 \cdot 50k \cdot 14 = 21 \text{ mV}$$

Ejercicio 3

En el siguiente circuito dimensionar R_2 , R_s y C . También calcular $v_o(t)$. Utilizar un BF1100.

$$V_{CC} = 12V$$

$$V_{DSQ} = 10V$$

$$R_1 = 100K$$

$$R_L = 10K$$

$$L = 234\mu Hy$$

$$C_2 = 0.1\mu F$$

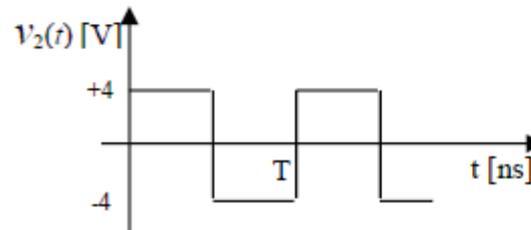
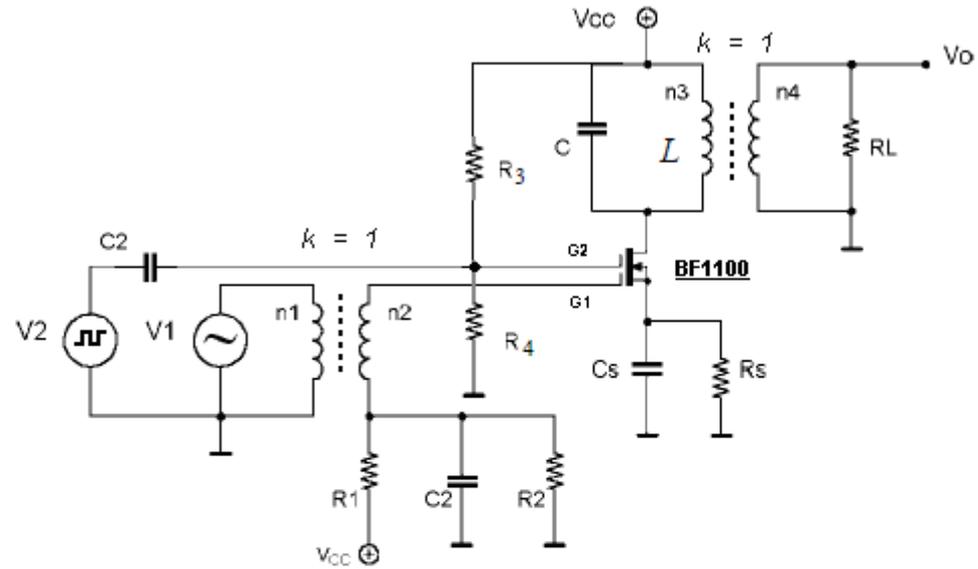
$$C_S = 0.1\mu F$$

$$v_1(t) = 1mV \cos(2\pi \cdot 10^6 t)$$

$$T = 680ns$$

$$\frac{n_1}{n_2} = 1$$

$$\frac{n_3}{n_4} = 10$$



Solución

Hallamos la frecuencia del oscilador local

$$f_{OL} = 1/T = 1/680 = 1,47 \text{ MHz} \rightarrow 9,24 \text{ Mr/s}$$

y con ello la sintonía de la FI

$$C = 1/\omega F^2 L = 1/[\omega F^2 L] = 1/[2\pi(1,47 - 1)^2 \cdot 234] = 488 \text{ pF}$$

De las hojas de datos del MOSFET elegimos una polarización aproximadamente en el medio posible y probamos atenuando la amplitud del O.L. de 4 V a 1 V con un simple divisor. Así tenemos:

$$V_{G1S} = 1,2V$$

$$I_{DQ} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{OFF} = 0,5V$$

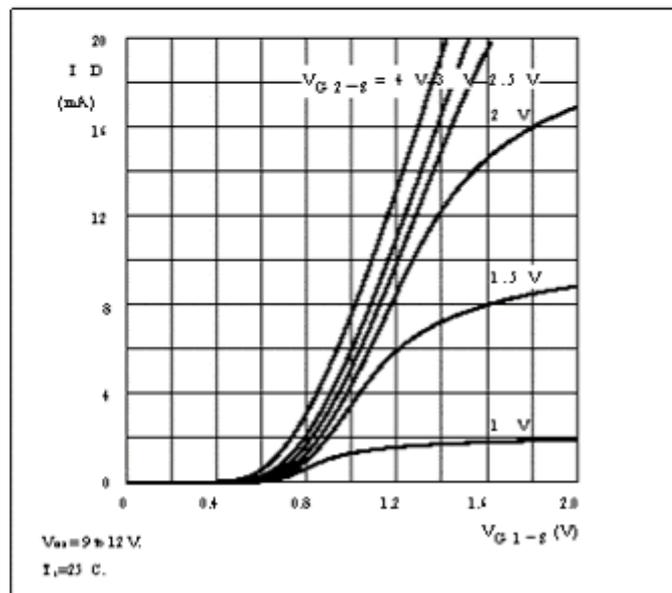
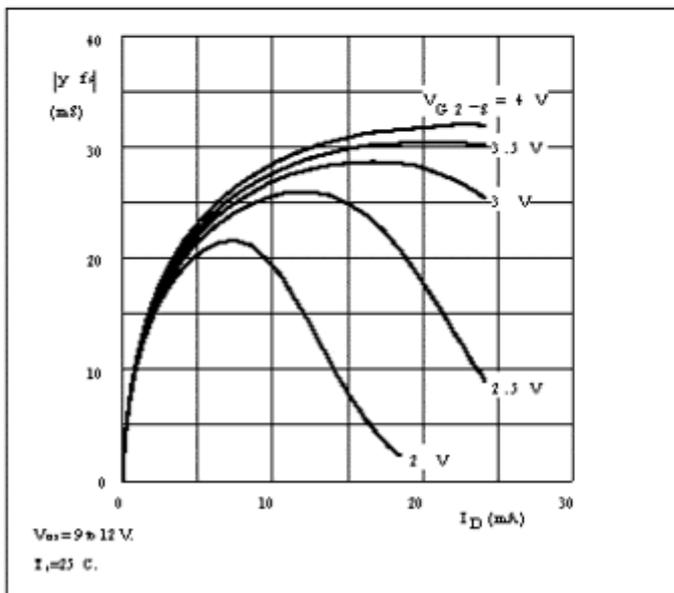
$$V_{G2S} = 2,5V \rightarrow \pm \Delta V_{G2S} = \pm 1V$$

QUICK REFERENCE DATA

Dual-gate MOS-FETs

BF1100; BF1100R

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_{DS}	drain-source voltage		--		14	V
I_D	drain current		--		30	mA
P_{tot}	total power dissipation		--		200	mW
T_j	operating junction temperature		--		150	°C
y_{fs}	forward transfer admittance		24	28	33	mS
C_{id-1}	input capacitance at gate 1		-	2.2	2.6	pF
C_{rs}	reverse transfer capacitance	$f=1\text{ MHz}$	-	25	35	fF
F	noise figure	$f=800\text{ MHz}$	-	2	-	dB



Hallamos ahora por los datos

$$V_S = V_{CC} - V_{DSQ} = 12 - 10 = 2 \text{ V}$$

$$\Rightarrow R_S = V_S / I_{DQ} = 200 \Omega$$

A su vez, si por ejemplo adoptamos

$$R_4 = 10 \text{ k}\Omega$$

tendremos

$$V_{CC} \cdot R_4 / (R_3 + R_4) - V_S = V_{G2S}$$

$$\Rightarrow R_3 = R_4 [V_{CC} / (V_S + V_{G2S}) - 1] = 10 [12 / (2 + 2,5) - 1] = 16,6 \text{ k}\Omega$$

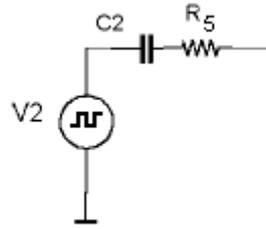
y de similar manera

$$\Rightarrow R_2 = R_1 / [V_{CC} / (V_S + V_{G1S}) - 1] = 100 / [12 / (2 + 1,2) - 1] = 36,3 \text{ k}\Omega$$

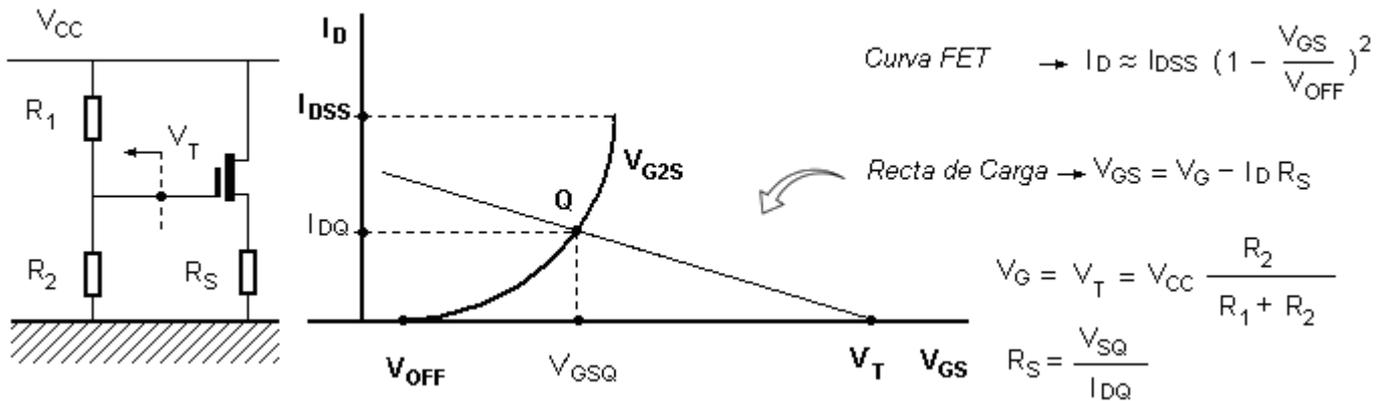
Para llevar la amplitud del O.L. a 1 V como se adoptara colocamos un resistor R_5 a la entrada

$$1 \text{ V} \stackrel{\Delta}{=} V_2 \cdot R_3 // R_4 / (R_5 + R_3 // R_4)$$

$$\Rightarrow R_5 = R_3 // R_4 (V_2 / 1 \text{ V} - 1) = 16,6 // 10 (4/1 - 1) = 18,7 \text{ k}\Omega$$



Seguido planteamos las ecuaciones generales de polarización del dispositivo MOSFET (canal ensanchado) para una V_{G2S} constante (*1)



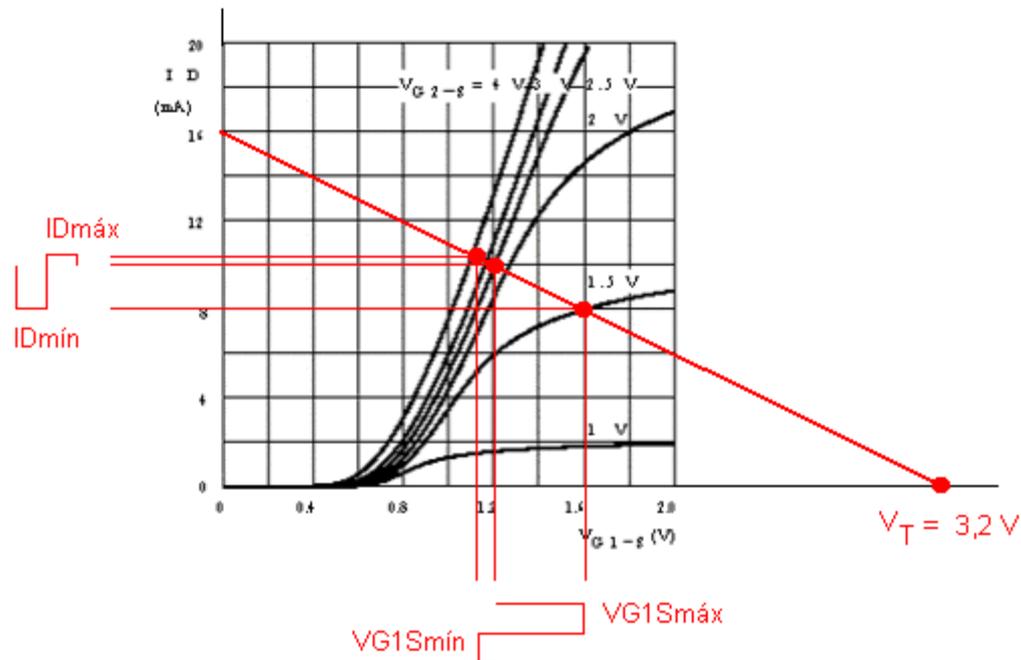
que para nuestro caso podemos plantear de lo hallado y con la ayuda de las gráficas que tienen $V_{G2S} = -2,5$ V

$$V_T = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 12 \cdot \frac{36,3}{100 + 36,3} = 3,2 \text{ V} \rightarrow \text{Tensión en vacío de Thevenin}$$

$$I_{DQ} = \frac{(V_G - V_{G1S})}{R_S} = \frac{(V_T - V_{G1S})}{R_S} = \frac{(3,2 - 1,2)}{200} = 10 \text{ mA} \rightarrow \text{verificación}$$

podemos determinar la transconductancia de conversión cuando tenemos un O.L. de onda cuadrada utilizando el gráfico

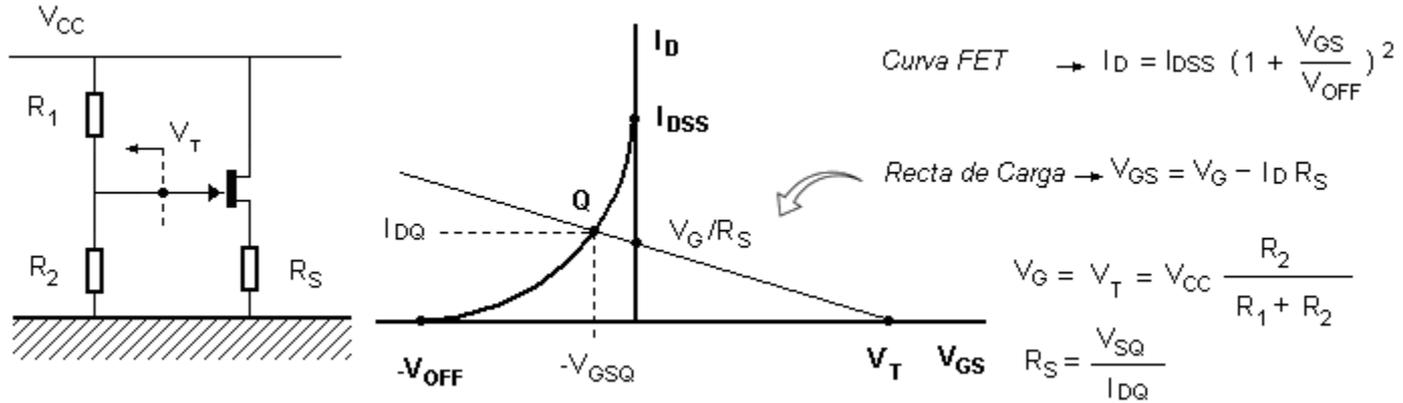
$$g_{mC} = \frac{\Delta g_m}{\pi} = \frac{2 \Delta g_m}{2 \pi} = \frac{[(I_{Dm\acute{a}x} - I_{Dm\acute{i}n}) / (V_{G1Sm\acute{a}x} - V_{G1Sm\acute{i}n})]}{2 \pi} = \frac{[(10,2 - 8) / (1,6 - 1,2)]}{2 \pi} = 3,8 \text{ mS}$$



permitiéndonos hallar la salida pico finalmente

$$V_o = V_1 \cdot (n_2/n_1) \cdot g_m C \cdot (n_3/n_4)^2 R_L \cdot (n_4/n_3) = 0,001 \cdot (1) \cdot 3,8 \cdot (10)^2 10k \cdot (0,1) = 380 \text{ mV}$$

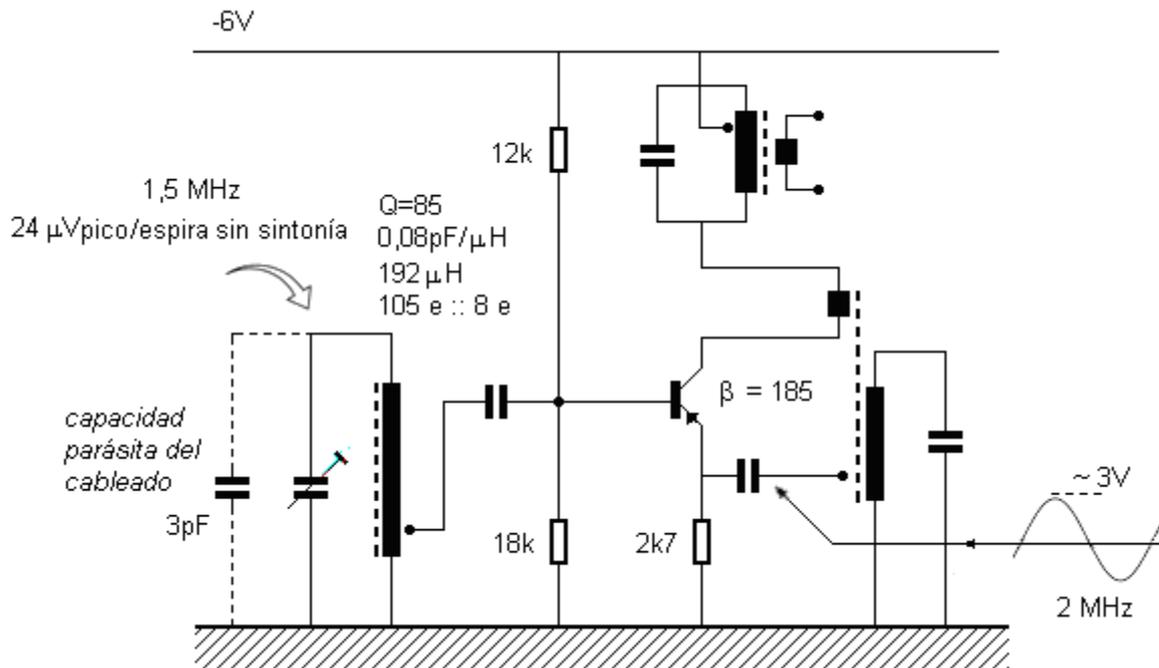
(*1) Para el JFET se aproxima igual pero $V_{GS} < 0$



Ejercicio 4

La siguiente configuración responde a un mezclador de RF en baja frecuencia donde la bobina de ferrite hace de antena, y un autooscilador armónico que inyecta la heterodinadora local. Se pide:

- Calcular el condensador de sintonía
- La tensión pico entre base-emisor que será amplificada por la transconductancia de conversión
- ¿Qué pasaría si tomo una gran derivación de la bobina que hace de antena en lugar de la actual pequeña? Muestre numéricamente lo que ocurre.



Solución

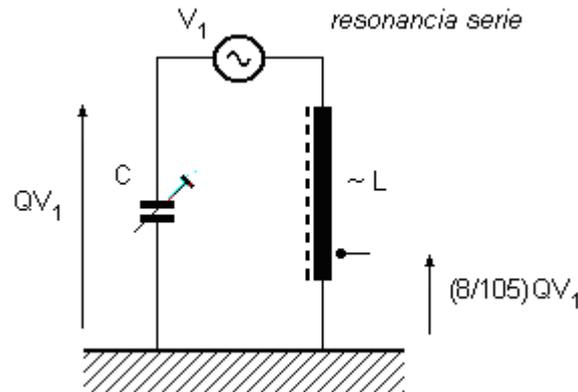
a) Hallamos el capacitor de la sintonía

$$C = (1 / \omega^2 L) - 3\text{pF} - (0,08 \text{ pF}/\mu\text{H}). L = (1 / (2\pi \cdot 1,5)^2 192) - 3\text{pF} - (0,08 \text{ pF}/\mu\text{H}). 192 \sim 40 \text{ pF}$$

b) Ahora la tensión pico entre base-emisor

$$V_1 = 24 \mu\text{V}/e \cdot 105 e = 2,5 \text{ mV} \rightarrow \text{tensión pico inducida en el primario sin sintonía}$$

$$V_{\text{base-emisor}} = V_{\text{base}} = V_1 \cdot Q \cdot (8/105) = 2,5\text{mV} \cdot 85 \cdot (8/105) = 16,1 \text{ mV} \rightarrow \text{tensión pico en la base}$$



c) Podemos observar la carga variable que presenta el transistor al cambiar su transconductancia

$$I_C = \{ 6V \cdot [18k / (12k + 18k)] - 0,6V \} / 2k7 = 1,1 \text{ mA} \rightarrow \text{polarización}$$

$$h_{ie} \sim h_{fe} / g_m \approx \beta / (I_C / V_T) \rightarrow \text{por definición}$$

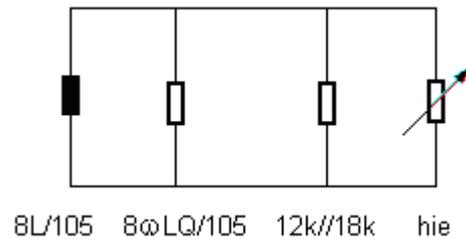
$$\Rightarrow h_{ie \text{ máx}} \approx \beta / (I_C \text{ mín} / V_T) = \beta / (0 / V_T) = \infty \Omega$$

$$\Rightarrow h_{ie \text{ mín}} \approx \beta / (2 I_C \text{ máx} / V_T) = \beta / (2 \cdot 1,1\text{mA} / V_T) = 185 / (2 \cdot 1,1\text{mA} / 26\text{mV}) = 2186 \Omega$$

y como la sintonía del oscilador local es a otra frecuencia que la sintonizada en el bobinado de antena, el emisor está prácticamente a masa por lo que la carga del bobinado secundario será variable pero no afectará al primario por la poca derivación. Así, se pierde señal pero se independiza la sintonía y su ancho de banda ante el cambio que produciría el batido.

$$(8/105)L = (8/105)192 = 14,6 \mu\text{H} \rightarrow \text{pequeña inductancia del devanado}$$

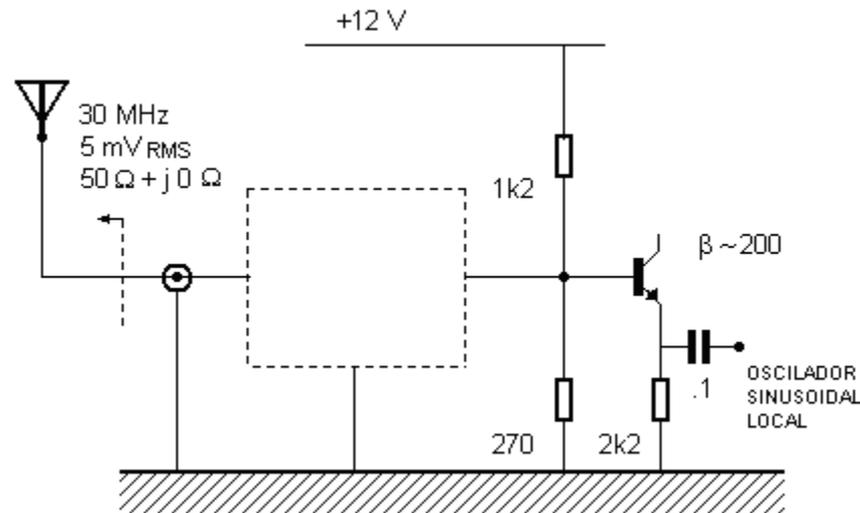
$$(8/105) \omega L \cdot Q = (8/105) \cdot (2\pi \cdot 1,5) \cdot 192 \cdot 85 = 11,7 \text{ k}\Omega \rightarrow \text{resistencia que se refleja en la pequeña derivación}$$



Por tanto, una gran derivación del bobinado de antena no sólo cambiaría la amplitud y el ancho de banda de la sintonía del canal de recepción, sino que determinaría que ambas estén variando con el ritmo del batido del oscilador local. Esto se traduciría respectivamente en un volumen irregular y una mala selectividad de sintonía (Rechazos de antena).

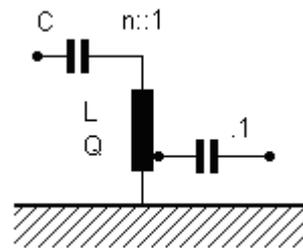
Ejercicio 5

Dibujar un circuito final de sintonía calculando o adoptando sus magnitudes, con un ancho de banda máximo de 6 MHz y para que consigamos por lo menos 1 mVRMS de señal en la base para batir. Despreciar todas las capacidades distribuidas y parásitas.



Solución

Implementamos por ejemplo una sintonía con autotransformador como la figura



y probamos por ejemplo con $L = 10 \mu\text{H}$ y $Q = 50$ (despreciamos su C distribuída), lo que resultan

$$C = 1 / \omega c^2 L = 2,8 \text{ pF} \rightarrow \text{trimmer para sintonizar}$$

$$\omega c L / Q = 2\pi \cdot 30 \cdot 10 / 50 = 37,7 \Omega \rightarrow \text{resistencia serie de la bobina}$$

$$\alpha = (\omega c L / Q) / [R_g + (\omega c L / Q)] = 0,43 \rightarrow \text{atenuación desde el generador de antena a la resistencia de la bobina}$$

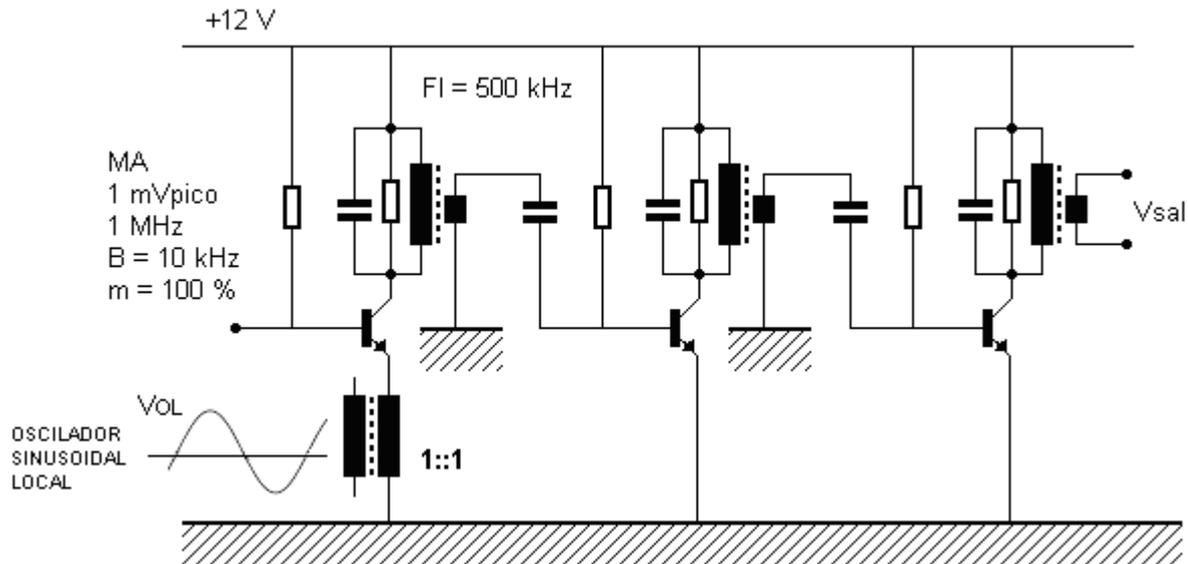
$$Q_c = \omega c L / [R_g + (\omega c L / Q)] = 21,5 \rightarrow Q \text{ cargado en el circuito de sintonía}$$

$$B = \omega c / Q_c = 2\pi \cdot 30 / 21,5 \rightarrow 1,39 \text{ MHz} < 6 \text{ MHz} \rightarrow \text{ancho de banda que cumple con la consigna}$$

$$V_g \cdot \alpha \cdot Q_c / n \geq 1 \text{ mV} \Rightarrow n \stackrel{\Delta}{=} 10 \rightarrow \text{adopción según el dato del problema, usando núcleo de aire para poder tener una cómoda derivación}$$

Ejercicio 6

Para la siguiente recepción superheterodina se pide calcular, modificar y/o adoptar sus componentes para entregar al detector (que no carga) por lo menos $V_{\text{sal}} = 1 \text{ V}_{\text{pico}}$ sin modular. Estimar en esto también la V_{OLpico} necesaria. Como datos, se tiene que al haber experimentado los TBJ con 1 mA se obtuvo en ellos una $g_m \sim 10 \text{ mS}$ y un $\beta \sim 200$; los transformadores son todos iguales de $n::1$ y poseen un $k \sim 1$ donde el alambre ofrece un $Q \sim 100$ al bobinarse. Despreciar capacidades distribuídas y parásitas.



Solución

Adopto componentes que luego verificaré

$$n \triangleq 20$$

$$L \triangleq 100 \mu\text{H} \Rightarrow C = 1 / \omega^2 L = 1 \text{ nF}$$

Calculo el ancho de banda de cada una de las 3 sintonías que me deje pasar la señal

$$B_i \sim B / \sqrt{2^{1/3} - 1} = 10 / 0,51 = 19,6 \text{ kHz} \rightarrow \text{ancho de banda "individual" de cada sintonía de FI}$$

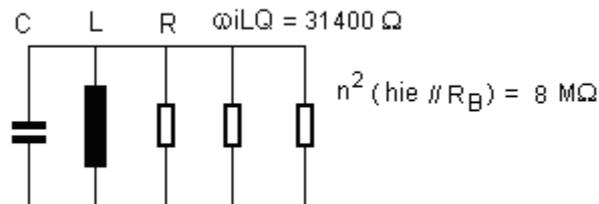
$$Q_i = f_i / B_i = 25,5 < 100 \rightarrow \text{correcto, el Q de cada sintonizado es menor que el del alambre}$$

Determino la resistencia R que nos lleve a ese Q_i

$$R_B = \beta (V_{CC} - 0,6) / I_c = 200 (12 - 0,6) / 0,001 = 2,28 \text{ M}\Omega \rightarrow 2\text{M}2 \rightarrow R \text{ polarizante, valor comercial}$$

$$h_{ie} \sim h_{fe} / g_m = \beta / g_m = 200 / 0,01 = 20 \text{ k}\Omega$$

$$Q_i = (R // \omega_i L Q // n^2 h_{ie}) / \omega_i L \sim R / \omega_i L \Rightarrow R = Q_i \omega_i L = 25,5 \cdot 314 = 8007 \Omega \rightarrow 8\text{k}2 \rightarrow \text{valor comercial}$$



Hallamos la *amplificación de conversión* A_c que, como el oscilador local presenta una señal senoidal, la $g_{mc} = g_m/2$

$$A_c = g_{mc} \cdot R = g_m R / 2 = 0,01 \cdot 8\text{k}2 / 2 = 41$$

y las de las FI como $g_m R$ resultando la total

$$A_{total} = A_c \cdot (g_m R)^2 = 68921$$

lo que terminará a la salida

$$V_{sal} = A_{total} \cdot 1\text{mV}_{pico} / n = 68921 \cdot 1 / 20 = 3,44 \text{ V}_{pico} \rightarrow \text{suficiente, cumple con la consigna}$$

Si no hubiese alcanzado esto, podría al último transformador aumentársele la relación de espiras.

En cuanto a la tensión del oscilador local, para aprovecharlo al máximo será

$$V_{OLpico} = V_{CC} - 0,6 = 11,4 \text{ V}$$

Rechazos de Frecuencias indeseables

Generalidades

En un receptor superheterodino cualquier frecuencia que salga de la etapa convertora y posea el mismo valor que la FI resultará procesada en la recepción. Por este motivo hay que tener en cuenta que existen tres afecciones importantes que pueden aparecer en la antena y llegar, a saber:

- Una frecuencia igual a la FI
- Una frecuencia imagen. Siendo un espejo de la del canal que se está sintonizando se bate con el oscilador local y produce una nueva FI
- Una frecuencia de un canal adyacente al que se está sintonizando que se bate con el oscilador local y produce una FI

El receptor debería Rechazar convenientemente cada una de ellas. Por estos motivos sus circuitos sintonizados respectivos que hacen a la función deberán poseer una atenuación determinada, no cualquiera, normalmente especificada en dB, que se solicita como compromiso y norma legal antes de poner al mercado un receptor comercial.

Características de los circuitos de sintonía simple

Si recordamos las transimpedancia del circuito resonante paralelo $Z_{PARALELO}$ y la transferencia del resonante serie T_{SERIE} resultan

$$\omega_0^2 \stackrel{\Delta}{=} 1/LC$$

$$Q \stackrel{\Delta}{=} \omega_0 L / R \geq 4$$

$$x \stackrel{\Delta}{=} \omega / \omega_0 \geq 1 \Rightarrow Q x \geq 4$$

$$Z_{PARALELO} = (1/sC) // (sL + R) = RQ^2 / [1 + jQ(x - 1/x)] = RQ^2 / [1 + jQ(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)]$$

$$|Z_{PARALELO}| = RQ^2 / [1 + Q^2(x - 1/x)^2]^{1/2} = RQ^2 / [1 + Q^2(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)^2]^{1/2}$$

Para rangos pequeños $0 \leq \Delta\omega \leq B/2$ o sea $x \sim 1$

$$0 \leq \phi = \phi_{(\Delta\omega)} \stackrel{\Delta}{=} 2\Delta\omega / B = 2Q\Delta\omega / \omega_0 \leq 1$$

$$Z_{PARALELO} \sim RQ^2 / (1 + j\phi)$$

$$|Z_{PARALELO}|_{(\omega_0)} \sim RQ^2 / (1 + \phi^2)^{1/2} \sim RQ^2$$

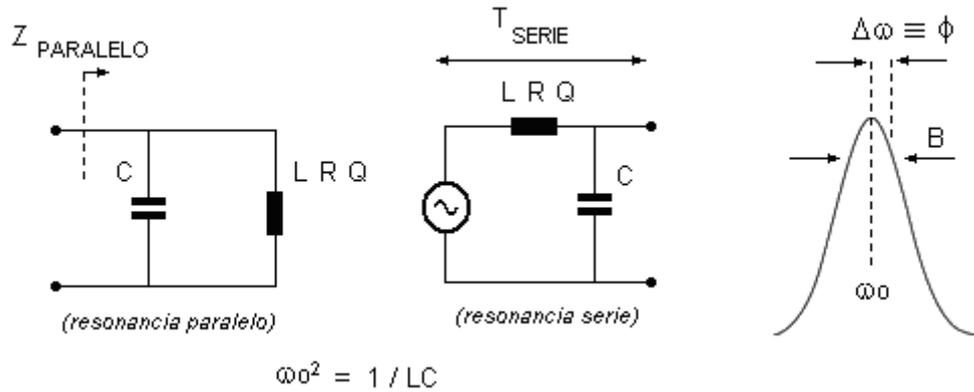
$$T_{SERIE} = (1/sC) / [R + sL + (1/sC)] = Q / [Q(1 - x^2) + j]$$

$$|T_{SERIE}| = Q / [Q^2(1 - x^2)^2 + 1]^{1/2} = Q / [Q^2(1 - \omega^2/\omega_0^2)^2 + 1]^{1/2}$$

Para rangos pequeños $0 \leq \Delta\omega \leq B/2$ o sea $x \sim 1$

$$0 \leq \phi = \phi_{(\Delta\omega)} \stackrel{\Delta}{=} 2\Delta\omega / B = 2Q\Delta\omega / \omega_0 \leq 1$$

$$|T_{SERIE}|_{(\omega_0)} = Q / [(\phi^2 / 4Q^2 + 1)^{1/2}] \sim Q$$



de una manera general entonces podemos definir el Rechazo para un circuito de sintonía simple a una cierta frecuencia ωx simplemente como la **atenuación** que tengamos en su curva selectiva

$$\text{Rechazo PARALELO } (\omega x) = |Z_{PARALELO}|_{(\omega_0)} / RQ^2 = [1 + Q^2 (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)^2]^{-1/2}$$

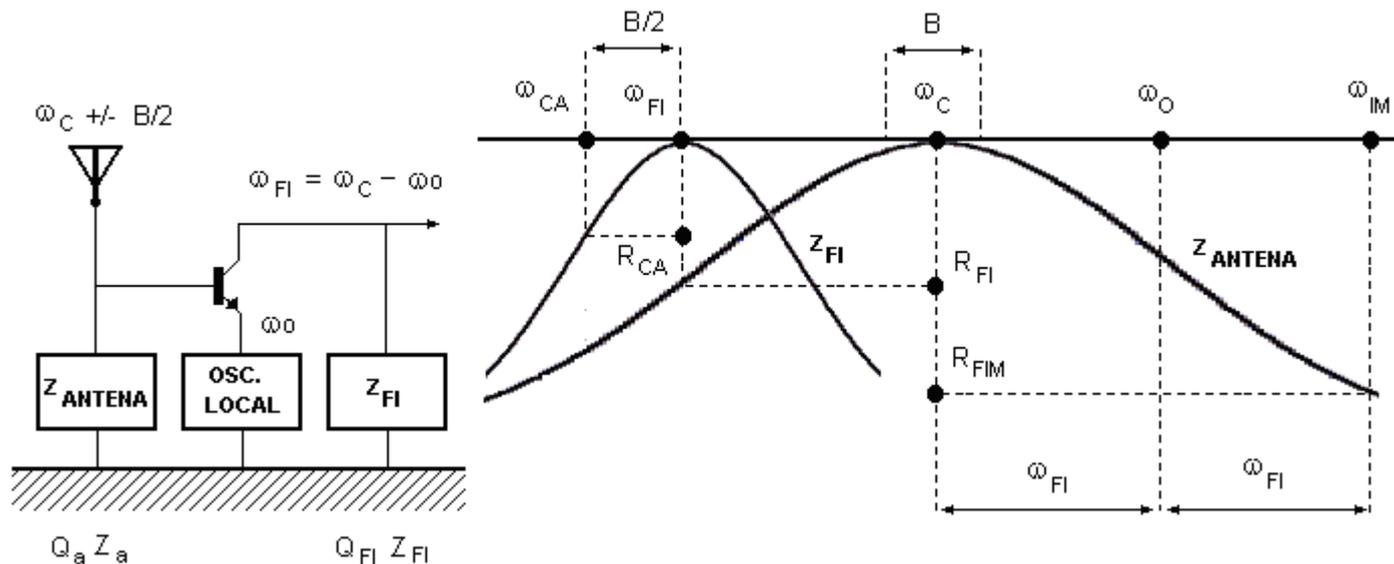
$$\text{Rechazo SERIE } (\omega x) = |T_{SERIE}|_{(\omega_0)} / Q = [Q^2 (1 - \omega^2/\omega_0^2)^2 + 1]^{-1/2}$$

Para las implementaciones típicas de receptores comerciales se utiliza el caso de resonancia en paralelo, por el cual omitiremos el otro.

Los 3 Rechazos de frecuencia de importancia

Un receptor debe comercializarse normalizado a ciertos cánones técnicos que garantizarán la funcionalidad al usuario. Por este motivo surgen conceptos tales como la **Sensibilidad mínima** permitida, **Relación de captura**, **Rechazos de frecuencias indeseables**, etc. Nosotros sólo veremos tres de importancia.

Como se comentó anteriormente, prestaremos atención entonces a los **Rechazos** de la posible FI que ingrese (**Rechazo a una FI por la antena** = RFI) de una transmisión clandestina o indeseable, al de una frecuencia imagen (**Rechazo a una frecuencia imagen en el sintonizado de antena** = RFIM) y a la del canal adyacente (**Rechazo al canal adyacente del sintonizado de FI** = RCA) que igual entre por la antena. Las siguientes ecuaciones y gráfica expresarán los cometidos. Se deberá recordar en esto que estamos llamando B al ancho de banda total a 3 dB del sintonizado de FI ($B \sim \omega_{FI}/Q_{FI}$), o sea al doble de la Banda Base de la señal moduladora



$$RFIM \triangleq [1 + Qa^2 (\omega_{IM}/\omega_C - \omega_C/\omega_{IM})^2]^{-1/2} \rightarrow \text{definida en la antena (antes de que entre al receptor)}$$

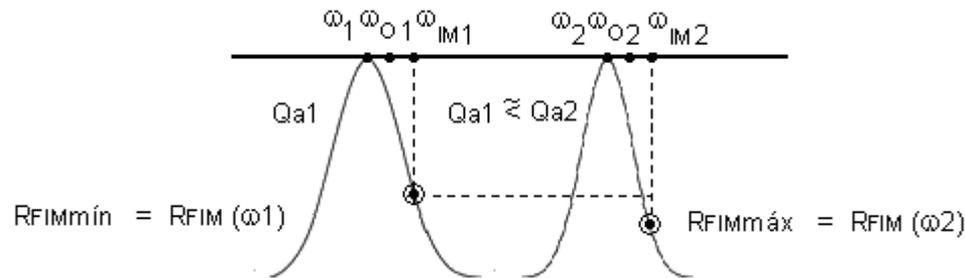
$$RFI \triangleq [1 + Qa^2 (\omega_{FI}/\omega_C - \omega_C/\omega_{FI})^2]^{-1/2} \rightarrow \text{definida en la antena (antes de que entre al receptor)}$$

$$RCA \triangleq [1 + QFI^2 (\omega_{CA}/\omega_{FI} - \omega_{FI}/\omega_{CA})^2]^{-1/2} \rightarrow \text{definida en la FI (una vez que entró al receptor)}$$

Rechazo a una frecuencia imagen en el sintonizado de antena - Si consideramos una Banda Útil de Sintonía de canales de recepción ω_1 a ω_2 , la magnitud de RFIM en ω_2 será la mayor por cuanto la reactividad de antena Qa es cuanto será más aguda y selectiva ($Qa_1 \approx Qa_2$), y por tanto más atenuará el filtro de antena cualquier impureza que pueda ingresar

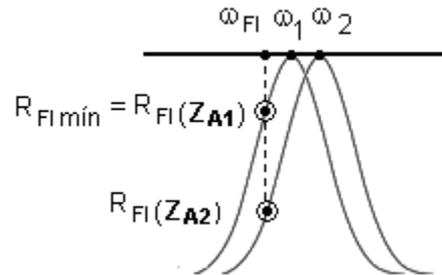
$$RFIM_{\text{máx}} = RFIM(\omega_2) = [1 + Qa^2 (\omega_{IM2}/\omega_2 - \omega_2/\omega_{IM2})^2]^{-1/2}$$

$$RFIM_{\text{mín}} = RFIM(\omega_1) = [1 + Qa^2 (\omega_{IM1}/\omega_1 - \omega_1/\omega_{IM1})^2]^{-1/2}$$



Rechazo a una FI por la antena - Para el RFI su menor magnitud resultará en ω_1 porque es cuanto menos rechaza la sintonía de antena

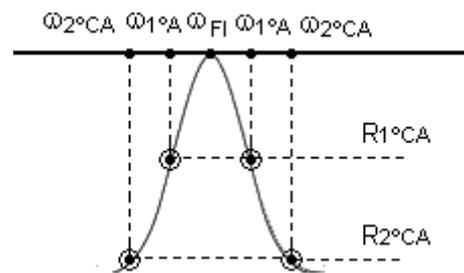
$$RFI_{\text{mín}} = RFI(\omega_1) = [1 + Qa^2 (\omega_1/\omega_{FI} - \omega_{FI}/\omega_1)^2]^{-1/2}$$



Rechazo al canal adyacente del sintonizado de FI - En cuanto al canal adyacente, éste puede ser el más cerca o significativo, pero también habrá uno segundo posible. Así las cosas se deben tener en cuenta entonces

$$1^{\circ}CA = \omega_{1^{\circ}A} = \omega_{FI} - B/2 \rightarrow \text{primer canal adyacente}$$

$$2^{\circ}CA = \omega_{2^{\circ}CA} = \omega_{FI} - B \rightarrow \text{segundo canal adyacente}$$



por tanto

$$R1^{\circ}CA \triangleq [1 + QFI^2 (\omega_{1^{\circ}CA}/\omega_{FI} - \omega_{FI}/\omega_{1^{\circ}CA})^2]^{-1/2}$$

$$R^{2^{\circ}CA} \triangleq [1 + Q_{FI}^2 (\omega_{2^{\circ}CA}/\omega_{FI} - \omega_{FI}/\omega_{2^{\circ}CA})^2]^{-1/2}$$

donde será $R^{1^{\circ}CA} < R^{2^{\circ}CA}$

Si se generaliza a n etapas de FI se tendrá

$$B_{Total} \sim B_{FI} (2^n - 1)^{1/2}$$

$$R^{1^{\circ}CA(n)} = (R^{1^{\circ}CA})^n$$

$$R^{2^{\circ}CA(n)} = (R^{2^{\circ}CA})^n$$

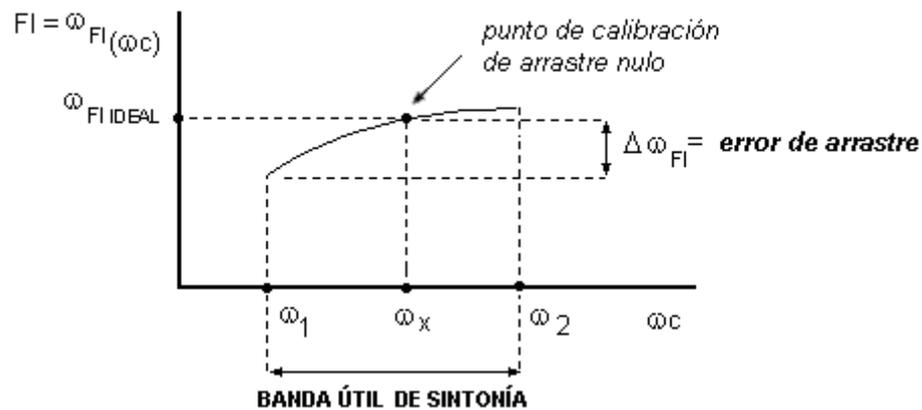
El Error de Arrastre y su Rechazo

La disposición mecánica entre las sintonías de antena y del oscilador local se efectúan por el cambio de una disposición conjunta denominada *tandem* y es realizada tanto con las capacitancias o bien con las inductancias compartidas.

La diferencia lógica de estas reactancias a lo largo del dial traerá aparejada una diferencia de la frecuencia intermedia obtenida $\Delta\omega_{FI}$ que denominamos **error de arrastre**—porque se va “acumulando” esta imperfección de la frecuencia intermedia FI a medida que nos desplazamos en el dial.

En otros términos, el *arrastre* ($\Delta\omega_{FI}$) nos indica cuánto se ha apartado la frecuencia intermedia FI (ω_i) esperada de su magnitud ideal ($\omega_{FI\ IDEAL}$) al ir sintonizando un canal ω_c de recepción

$$\omega_{FI}(\omega_c) = \omega_{FI\ IDEAL} \pm \Delta\omega_{FI}(\omega_c)$$



Por lo tanto, si se calibra el receptor con un *arrastre* nulo ($\Delta\omega_{FI} = 0$) en cierta frecuencia de un canal referente ω_x , a medida que nos apartemos de ella la imperfección irá aumentando. Podemos definir también entonces este *factor de de-mérito* de la siguiente manera

$$\Delta\omega_{FI}(\omega_c) = \omega_{ac} - \omega_c$$

donde ω_c la frecuencia del canal de recepción a la cual se mide el *arrastre* y ω_{ac} es la frecuencia sintonizada en la antena que pretende captar dicho canal.

Pueden especificarse las **Pérdidas por arrastre** a la magnitud máxima de atenuación indeseable que se tiene en toda la Banda de Sintonía debido a este problema. Para ello primero definiremos el **Rechazo por arrastre** de la antena que tiene a un canal dado ω_c cuando se sintoniza a una frecuencia de canal con *arrastre* nulo en ω_x

$$R_a(\omega_c) \triangleq [1 + Q_a(\omega_x)^2 (\omega_x/\omega_c - \omega_c/\omega_x)^2]^{-1/2} \longrightarrow \text{Rechazo por arrastre de la antena a un canal dado } \omega_c$$

definiéndose para los extremos del dial

$$R_a(\omega_1) = [1 + Qa_1^2 (\omega a_1 / \omega_1 - \omega_1 / \omega a_1)^2]^{-1/2}$$

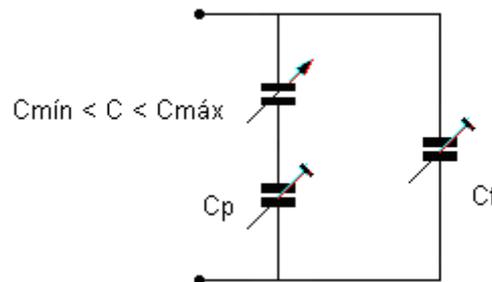
$$R_a(\omega_2) = [1 + Qa_2^2 (\omega a_2 / \omega_2 - \omega_2 / \omega a_2)^2]^{-1/2}$$

que nos determinarán finalmente las *Pérdidas por arrastre*

$$P \triangleq R_a(\omega_2) / R_a(\omega_1) < 1 \longrightarrow \text{Pérdidas por arrastre a lo largo del dial}$$

Capacitores Trimmer y Paddle

Para conseguir ajustes finos de las disposiciones en *tandem* de capacitores variables C, se suelen utilizar los conexiones extras *trimmer* Ct y *paddle* Cp. El primero (Ct << C) realizará un ajuste fino y el segundo (Cp ~ C) grueso.



Si ahora, para implementaciones **sin paddle**, planteamos las máximas frecuencias que se desean cubrir, esto es el de la Banda Útil de Sintonía de los canales de recepción ($\omega_1 - \omega_2$), podemos observar que la sintonía simple viene dada por

$$\omega_1^2 = 1 / L (C_{\text{máx}} + C_t)$$

$$\omega_2^2 = 1 / L (C_{\text{mín}} + C_t)$$

y deducir un factor que utilizaremos

$$a \triangleq \omega_2 / \omega_1 = [(C_{\text{máx}} + C_t) / (C_{\text{mín}} + C_t)]^{1/2}$$

para finalmente obtener el *trimmer* de la relación definida

$$C_t = (C_{\text{máx}} - a^2 C_{\text{mín}}) / (a^2 - 1)$$

Ejercicios

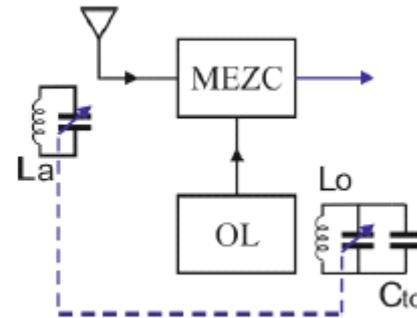
Ejercicio 1

En el siguiente circuito calcular el **error de arrastre** y la **atenuación** debida a este efecto indeseado en el extremo superior de la banda de AM comercial, considerando que se tiene arrastre nulo en el extremo inferior. También especificar cuál condición debe cumplir el capacitor variable para que permita sintonizar una cierta banda de frecuencias.

$$C_{\text{MIN}} = 40\text{pF} \quad C_{\text{MAX}} = 410\text{pF}$$

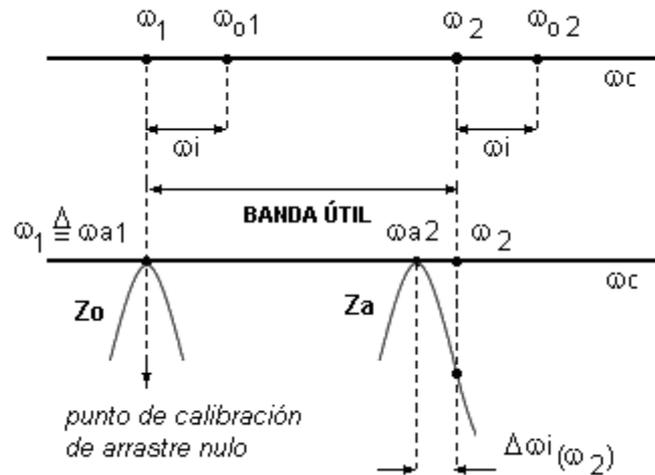
$$L_a = 212.08\mu\text{Hy} \quad L_o = 51.91\mu\text{Hy}$$

$$Q_a = 20 \quad C_{\text{to}} = 68.8\text{pF}$$



Solución

Planteamos consideraciones y vamos deduciendo



$$C_{\text{máx}} = 410 \text{ pF}$$

$$C_{\text{mín}} = 40 \text{ pF}$$

$$C_{\text{omáx}} = 410 \text{ pF} + C_{\text{to}} = 479 \text{ pF}$$

$$C_{\text{omín}} = 40 \text{ pF} + C_{\text{to}} = 109 \text{ pF}$$

$$\omega_{a1}^2 = 1 / L_a C_{\text{máx}} \rightarrow 540 \text{ kHz}$$

$$\omega_{a2}^2 = 1 / L_a C_{\text{mín}} \rightarrow 1,73 \text{ MHz}$$

$$\omega_{o1}^2 = 1 / L_o C_{\text{omáx}} \rightarrow 1,01 \text{ MHz}$$

$$\omega_{o2}^2 = 1 / L_o C_{\text{omín}} \rightarrow 2,12 \text{ MHz}$$

$$\omega_1 \stackrel{\Delta}{=} \omega_{a1} \rightarrow \text{Dato del Ejercicio}$$

$$\omega_i = \omega_{o1} - \omega_1 \equiv 470 \text{ kHz} \rightarrow \text{FI}$$

$$\omega_2 = \omega_{o2} - \omega_i \equiv 1,65 \text{ MHz}$$

Quedando el *error de arrastre* en ω_2

$$\Delta\omega_i(\omega_2) = \omega_{a2} - \omega_2 \equiv 80 \text{ kHz}$$

y la consecuente *transferencia de pérdidas por arrastre* o bien simplemente la *atenuación* en ω_2 (también conceptualizado como *Rechazo*)

$$R_a(\omega_2) = v(\omega_2) / V(\omega_{a2}) = [1 + Q_a^2 (\omega_2/\omega_{a2} - \omega_{a2}/\omega_2)^2]^{-1/2} = 0,468 \rightarrow -6,62 \text{ dB}$$

Ejercicio 2

- a) Dimensionar los circuitos de sintonía simple de un receptor de MA que cubra la banda de broadcasting de 540-1650 kHz, con tres etapas de FI de 465 kHz, y que brinden un ancho de banda de 3 dB de 10 kHz en total. La Frecuencia Imagen deberá ser atenuada al menos 20 veces. Se utiliza un capacitor variable doble de 40-410 pF.
- b) Calcular L_o y el capacitor *trimmer* C_{ot} del oscilador local de modo de poder sintonizar exactamente el rango 540-1650 kHz.
- c) Calcular L_a y el capacitor *trimmer* de antena C_{at} de modo de lograr arrastre nulo en los extremos de la banda de 540-1650 kHz.
- d) Calcular el **error de arrastre** para el caso en que se sintonice la frecuencia central de la banda y la atenuación que éste produce.
- e) Hallar el **Rechazo de frecuencia intermedia**
- f) Calcular también el **Rechazo de frecuencia imagen**.
- g) Hallar el **Rechazo del canal adyacente**. La atenuación del canal de FI en los extremos de la banda pasante ($FI + 0.5 BFI$) y la atenuación del canal de FI sobre el segundo canal adyacente ($FI + 2 BFI$).

Soluciones

a)

Se sabrá que usando 3 etapas sintonizadas resulta ($n=3$)

$$B_{Total} \sim BFI (2^{1/n} - 1)^{1/2} \approx 0,83 \cdot n^{-0,5} \cdot BFI$$

$$\Rightarrow BFI \sim B_{Total} (2^{1/3} - 1)^{-1/2} = 19,6 \text{ KHz} \rightarrow \text{ancho de banda de cada uno de los 3 circuitos de sintonía simple}$$

y con ello resulta para cada etapa

$$Q_{FI} \sim \omega_{FI} / BFI = 465 / 19,6 = 23,7 \rightarrow \text{reactividad de cada uno de los 3 circuitos de sintonía simple}$$

Como la frecuencia imagen se da como

$$\omega_{IM} = \omega_c + 2 \cdot \omega_{FI}$$

y planteamos el Rechazo en la antena propuesto para el canal más alto $\omega_c = \omega_2$ que es el de la frecuencia imagen

$$R_{FIM} = [1 + Q_a^2 (\omega_{IM}/\omega_2 - \omega_2/\omega_{IM})^2]^{-1/2} = [1 + Q_a^2 [(\omega_2 + 2 \omega_{FI})/\omega_2 - \omega_2/(\omega_2 + 2 \omega_{FI})]^2]^{-1/2} \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{20} \rightarrow \text{Dato del Ejercicio}$$

$$\Rightarrow Q_a = (R_{FIM}^{-2} - 1)^{1/2} / [(\omega_2 + 2 \omega_{FI})/\omega_2 - \omega_2/(\omega_2 + 2 \omega_{FI})] = 21,6 \rightarrow \text{reactividad de la sintonía de antena}$$

aunque sabemos que el *peor caso* se dará en la frecuencia menor ω_1 que es la de menor atenuación.

b y c)

Se hallan el factores que nos permitirán encontrar los *trimmer* en antena y oscilador local

$$a \stackrel{\Delta}{=} \omega_2/\omega_1 = 1650/540 = 3,05$$

$$C_{at} = (C_{m\acute{a}x} - a^2 C_{m\acute{m}n}) / (a^2 - 1) = (410 - 3,05^2 \cdot 40) / (3,05^2 - 1) = 4,6 \text{ pF} \rightarrow \text{trimmer en la antena}$$

$$b \stackrel{\Delta}{=} (\omega_2 + \omega_{FI}) / (\omega_1 + \omega_{FI}) = (1650 + 465) / (540 + 465) = 2,1$$

$$C_{ot} = (C_{o\acute{m}a\acute{x}} - b^2 C_{o\acute{m}i\acute{n}}) / (b^2 - 1) = (410 - 2,1^2 \cdot 40) / (2,1^2 - 1) = 68,6 \text{ pF} \rightarrow \text{trimmer en el oscilador local}$$

seguido también podremos hallar para un *error de arrastre* nulo en el extremo inferior

$$L_a = 1 / \omega_1^2 (C_{m\acute{a}x} + C_{at}) = 1 / (2\pi \cdot 540)^2 (410 + 4,56) = 209 \mu\text{H}$$

$$L_o = 1 / (\omega_1 + \omega_{FI})^2 (C_{om\acute{a}x} + C_{ot}) = 1 / [2\pi \cdot (540+465)]^2 (410 + 68,6) = 329 \mu\text{H}$$

d)

Si elegimos una cierta frecuencia media cualquiera ω_{med} ($\omega_1 < \omega_{med} < \omega_2$) de la Banda útil de Sintonía conde el *error de arrastre* sea nulo, ello determinará una capacitancia media que podríamos adoptar, por ejemplo

$$C_{med} = C_{med}(\omega_{med}) \stackrel{\Delta}{=} (C_{m\acute{a}x} - C_{m\acute{í}n}) / 2 = (410 - 40) / 2 = 185 \text{ pF}$$

que será la responsable de sintonizar entonces esta frecuencia en antena

$$\omega_{amed}^2 = 1 / L_a (C_{med} + C_{at}) \longrightarrow 799 \text{ kHz}$$

y por consiguiente a lo largo de la Banda de Sintonía se tendrán unas Pérdidas dadas por

$$P(\Delta\omega) = [1 + Qa^2 (\omega_c/\omega_{amed} - \omega_{amed}/\omega_c)^2]^{-1/2} \longrightarrow \text{Pérdidas por arraste}$$

e)

Si deseamos hallar el **Rechazo a la FI en la antena** lo haremos para la menor atenuación de la Banda de Sintonía (puesto que a canales más altos el Rechazo aumentará)

$$R_{FI\acute{m}\acute{í}n} = R_{FI}(\omega_1) = [1 + Qa^2 (\omega_1/\omega_{FI} - \omega_{FI}/\omega_1)^2]^{-1/2} = [1 + 21,6^2 (540/465 - 465/540)^2]^{-1/2} = 0,152 \longrightarrow -16,3 \text{ dB}$$

f)

Para el **Rechazo en la antena a la imagen** que pueda aparecer hacemos de similar manera

$$\omega_{IM1} = \omega_1 + 2 \omega_{FI} \longrightarrow 1470 \text{ kHz}$$

$$R_{FIM\acute{m}\acute{í}n} = R_{FIM}(\omega_1) = [1 + Qa^2 (\omega_{IM1}/\omega_1 - \omega_1/\omega_{IM1})^2]^{-1/2} = [1 + 21,6^2 (1470/540 - 540/1470)^2]^{-1/2} = 0,0172 \longrightarrow -35,2 \text{ dB}$$

g)

Para hallar el **Rechazo de los canales adyacentes** (con los 2 primeros es suficiente para cualquier receptor) con n=3 etapas de FI hacemos

$$1^\circ\text{CA} = \omega_{1^\circ\text{A}} = \omega_{FI} - B/2 \longrightarrow 465 - 10/2 = 460 \text{ kHz} \longrightarrow \text{primer canal adyacente}$$

$$2^\circ\text{CA} = \omega_{2^\circ\text{CA}} = \omega_{FI} - B \longrightarrow 465 - 10 = 455 \text{ kHz} \longrightarrow \text{segundo canal adyacente}$$

$$R_{CA(n=1)} = [1 + QFI^2 (\omega_{CA}/\omega_{FI} - \omega_{FI}/\omega_{CA})^2]^{-1/2} = [1 + 23,7^2 (460/465 - 465/460)^2]^{-1/2} = 0,889 \longrightarrow -1,02 \text{ dB}$$

$$\dots$$

$$R_{CA(n)} = [R_{CA(n=1)}]^n$$

$$R_{1^\circ\text{CA}(n=3)} \stackrel{\Delta}{=} R_{CA(n=3)} = [R_{CA(n=1)}]^3 = 0,702 \longrightarrow -3,06 \text{ dB}$$

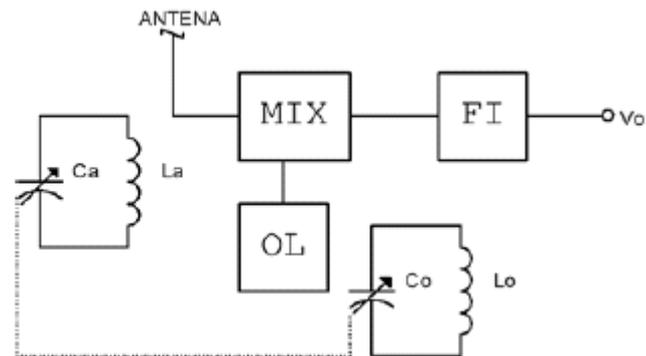
$$R_{2^\circ\text{CA}(n=3)} = [R_{2^\circ\text{CA}(n=1)}]^3 = [1 + 123,7^2 (485/465 - 465/485)^2]^{-1/2} = 0,095 \longrightarrow -20,4 \text{ dB}$$

Ejercicio 3

Un receptor que cubre aproximadamente la banda de ondas medias (540kHz a 1650 kHz) mediante un capacitor variable y que responde al siguiente esquema dibujado. ¿Cuál deberá ser el Q de antena para que la pérdida por *arrastre* sea menor o igual que 3 dB en toda la banda, si se ajusta para *arrastre* nulo en un canal de 1000 kHz?

No hay capacitores *Trimmers* ni en el oscilador local ni en el sintonizado de antena.

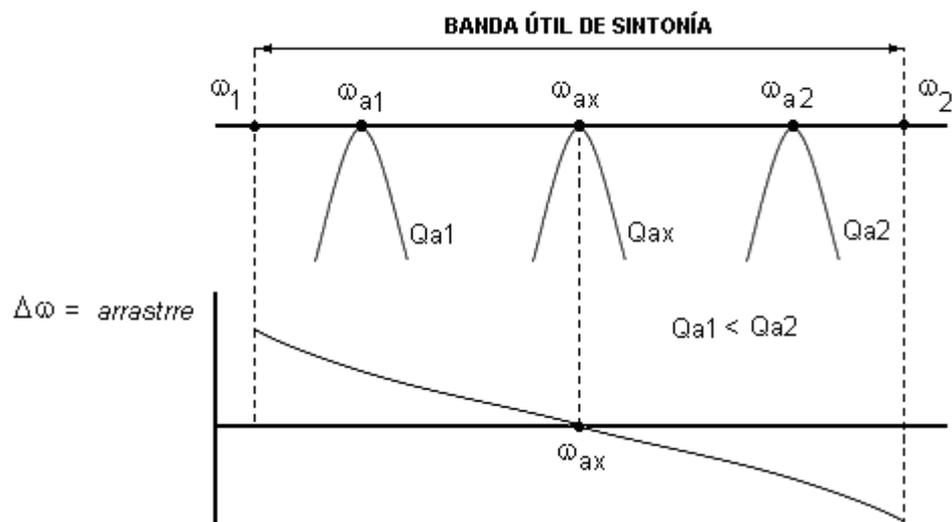
$$\begin{aligned}
 Q_0 &= 20 \\
 B_{FI} &= 10 \text{ kHz} \\
 C_{\text{MIN}} &= 28 \text{ pF} \\
 C_{\text{MAX}} &= 147 \text{ pF} \\
 L_o &= 187 \mu\text{H} \\
 FI &= 455 \text{ kHz}
 \end{aligned}$$



Solución

Basándonos en la figura adjunta y conforme a los datos del ejercicio se ha adoptado un canal de recepción de frecuencia media ω_{ax} con *arrastré* nulo

$$\omega_{ax} \rightarrow 1 \text{ MHz}$$



lo que determinará una magnitud de capacitancia de sintonía tanto para el oscilador como para la antena

$$C_a(\omega_{ax}) \stackrel{\Delta}{=} C_o(\omega_{ax} + \omega_{FI}) = 1 / (\omega_{ax} + \omega_{FI})^2 L_o = 1 / (2\pi \cdot 1000 + 2\pi \cdot 455)^2 187 = 64 \text{ pF}$$

y con ello

$$L_a = 1 / \omega_{ax}^2 C_a(\omega_{ax}) = 1 / (2\pi \cdot 1000)^2 64 = 396 \mu\text{H}$$

Como se entenderá, la impureza del problema del *error de arrastré* vendrá por querer sintonizar un extremo ω_1 pero sin lograrlo sino que lo haremos a una magnitud cerca ω_{a1} ; de igual manera con el superior ω_2 que será sintonizado en su cercanía ω_{a2} . Por tanto devienen las ecuaciones

$$\begin{aligned}
 \omega_{a1}^2 &= 1 / L_a C_{\text{máx}} = 1 / L_a C_{\text{máx}} = 1 / 396 \cdot 147 \rightarrow 660 \text{ kHz} & (\omega_{a1} \approx \omega_1) \\
 \omega_{a2}^2 &= 1 / L_a C_{\text{mín}} = 1 / L_a C_{\text{mín}} = 1 / 396 \cdot 28 \rightarrow 1512 \text{ kHz} & (\omega_{a2} \approx \omega_2)
 \end{aligned}$$

$$Q_{a1} \sim \omega_{a1} / B \rightarrow 660 / 10 = 66$$

$$Q_{a2} \sim \omega_{a2} / B \rightarrow 1512 / 10 = 151$$

y los **Rechazos por arrastre** de la antena en cada situación del extremo del dial

$$R_a(\omega_1) = [1 + Q_{a1}^2 (\omega_{a1}/\omega_1 - \omega_1/\omega_{a1})^2]^{-1/2} = [1 + 66^2 (660/540 - 540/660)^2]^{-1/2} = 0,0374 \rightarrow -28,5 \text{ dB}$$

$$R_a(\omega_2) = [1 + Q_{a2}^2 (\omega_{a2}/\omega_2 - \omega_2/\omega_{a2})^2]^{-1/2} = [1 + 151^2 (1512/1650 - 1650/1512)^2]^{-1/2} = 0,0378 \rightarrow -28,4 \text{ dB}$$

que nos determinarán finalmente unas **Pérdidas por arrastre** a lo largo del dial

$$P \stackrel{\Delta}{=} R_a(\omega_2) / R_a(\omega_1) = 0,991 \sim 1 \rightarrow -0,078 \text{ dB} \sim 0 \text{ dB}$$

cumpliendo con la consigna de los 3 dB solicitados.

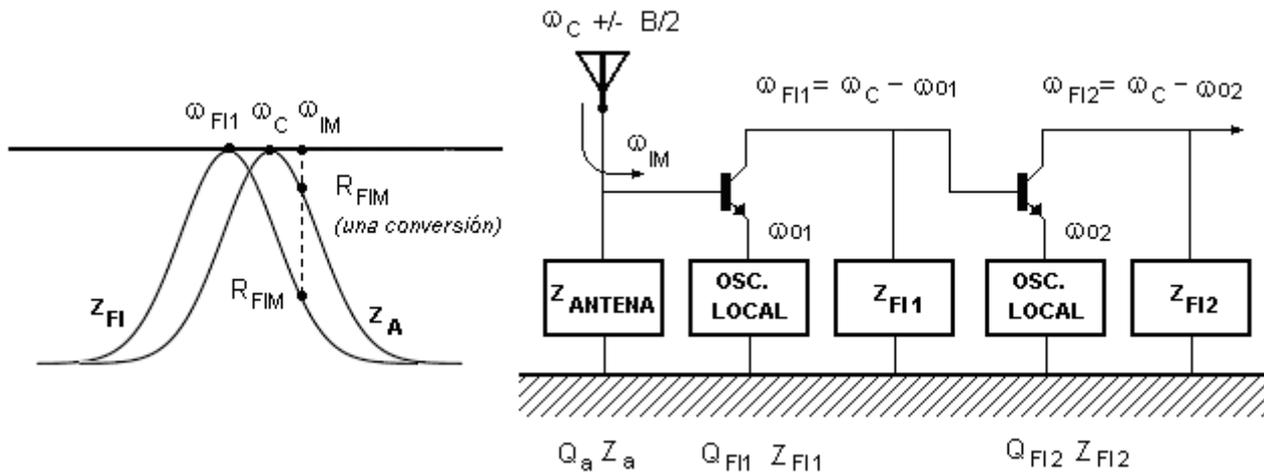
Ejercicio 4

Se desea comparar un receptor de simple a doble conversión. Es decir, qué pasan con los respectivos Rechazos: de imagen RFIM, de frecuencia intermedia RFI y de canal adyacente RCA.

Solución

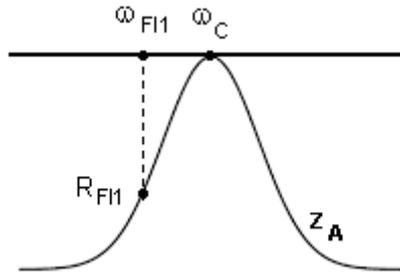
Para el caso del RFIM vemos que aumenta, mejora

$$R_{FIM} \stackrel{\Delta}{=} [1 + Q_a^2 (\omega_{IM}/\omega_C - \omega_C/\omega_{IM})^2]^{-1/2} \cdot [1 + Q_a^2 (\omega_{IM}/\omega_{FI1} - \omega_{FI1}/\omega_{IM})^2]^{-1/2}$$



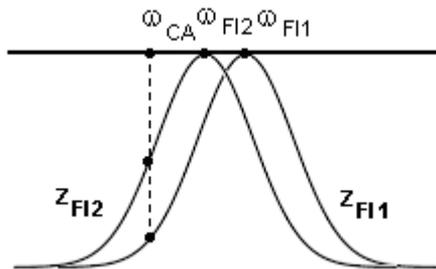
Para el caso del RFI se mantendrá igual y será solamente para la 1º FI

$$R_{FI} \stackrel{\Delta}{=} [1 + Q_a^2 (\omega_{FI1}/\omega_C - \omega_C/\omega_{FI1})^2]^{-1/2}$$



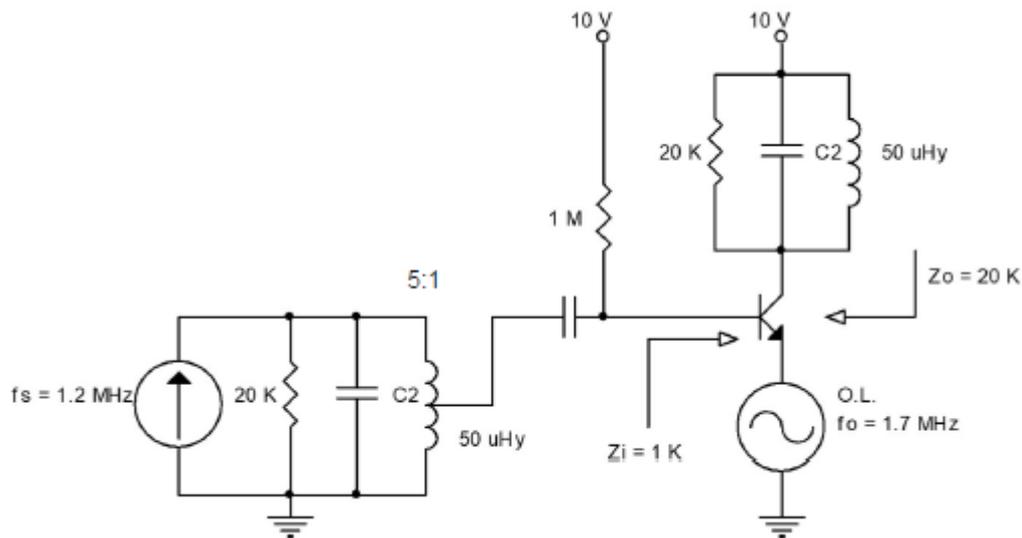
Y en cuanto al 1º canal adyacente también será mejor, aumentará

$$RCA \triangleq [1 + Q_{FI1}^2 (\omega_{CA}/\omega_{FI1} - \omega_{FI1}/\omega_{CA})^2]^{-1/2} \cdot [1 + Q_{FI2}^2 (\omega_{CA}/\omega_{FI2} - \omega_{FI2}/\omega_{CA})^2]^{-1/2}$$



Ejercicio 5

Calcular los rechazos a **frecuencia imagen** y **canal adyacente** del siguiente circuito.



Solución

Segun sus definiciones respectivas

$$RFI \triangleq [1 + Q_a^2 (\omega_{FI}/\omega_C - \omega_C/\omega_{FI})^2]^{-1/2} \rightarrow \text{definida en la antena (antes de que entre al receptor)}$$

$$RCA \triangleq [1 + Q_{FI}^2 (\omega_{CA}/\omega_{FI} - \omega_{FI}/\omega_{CA})^2]^{-1/2} \rightarrow \text{definida en la FI (una vez que entró al receptor)}$$

resultan si aproximamos con un ancho de banda de 10 kHz

$$f_{FI} = f_s - f_o = 500 \text{ kHz}$$

$$f_{CA} = \omega_{1^{\circ}A} = \omega_{FI} - B/2 \rightarrow 495 \text{ kHz}$$

$$Q_A \approx (20 \text{ k}\Omega // 5^2 \cdot 1 \text{ k}\Omega) / \omega_C \cdot 50 \mu\text{Hy} = 29 \rightarrow \text{forma muy aproximada por la resistencia que se refleja}$$

$$Q_{FI} = (20 \text{ k}\Omega // 20 \text{ k}\Omega) / \omega_{FI} \cdot 50 \mu\text{Hy} = 63$$

$$R_{FI} \triangleq [1 + Q_A^2 (\omega_{FI}/\omega_C - \omega_C/\omega_{FI})^2]^{-1/2} = [1 + 29^2 (0,5/1,2 - 1,2/0,5)^2]^{-1/2} = 0,0174 \rightarrow -35,1 \text{ dB}$$

$$R_{CA} \triangleq [1 + Q_{FI}^2 (\omega_{CA}/\omega_{FI} - \omega_{FI}/\omega_{CA})^2]^{-1/2} = [1 + 63^2 (0,495/0,5 - 0,5/0,495)^2]^{-1/2} = 0,62 \rightarrow -4,15 \text{ dB}$$

Amplificador Transmisor en clase C

Se verá una salida amplificadora y moduladora de MA en *alto nivel* (porque se modula a la salida) que es excitada por una configuración típica autopolarizante en clase C.

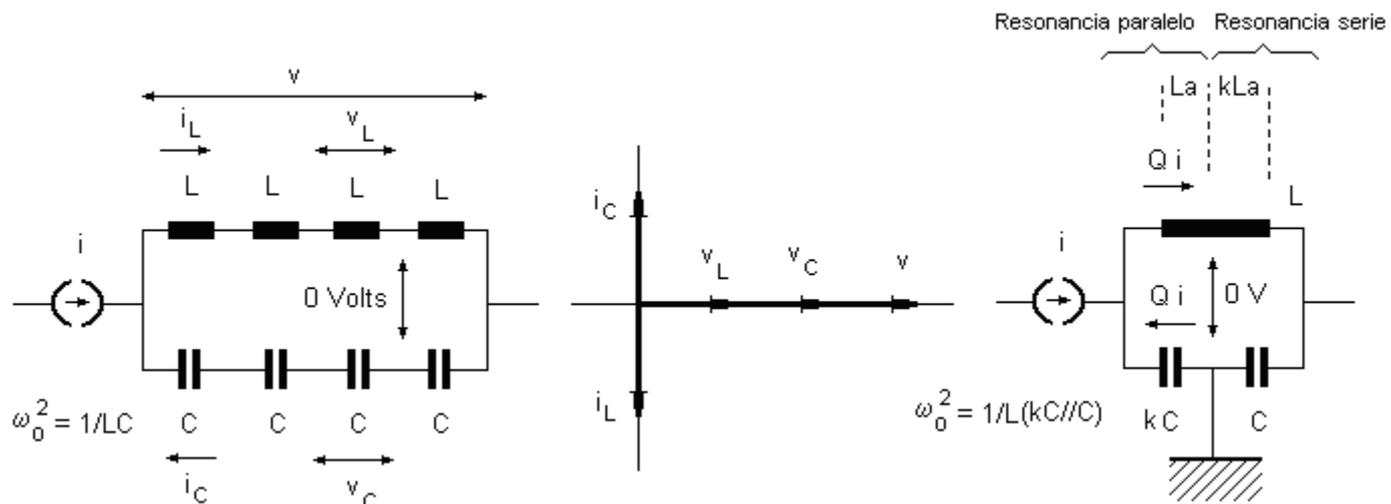
Para tener sencillez se omitirán las capacitancias distribuidas, pero debe saberse que son muy importantes en la práctica, como asimismo los temas referidos a la propagación por la línea de transmisión si es que la hay, adaptadores de antena, etc.

Teoría de funcionamiento

Para comprender con la mayor sencillez posible el tema, que en verdad no lo es, se lo presentará en tres etapas: primero una comprensión de lo que es un circuito sintonizado dividido en dos secciones, segundo la explicación del logro transferido modulado y tercero la autopolarización en clase C.

El circuito sintonizado dividido en dos secciones

El siguiente esquema fasorial expresa que vemos al circuito tanque paralelo habiendo en resonancia puntos medios de mínima tensión (teóricamente cero), y también dividiendo al mismo en dos partes: una primera como tanque paralelo y otra segunda como tanque serie.



Las ecuaciones de comportamiento y que usaremos son las siguientes

$$k \approx 1 \quad (\text{relación entre capacitancias})$$

$$L = L_a (1 + k) \quad (\text{inductancia del bobinado})$$

$$R = R_a (1 + k) \quad (\text{resistencia del bobinado})$$

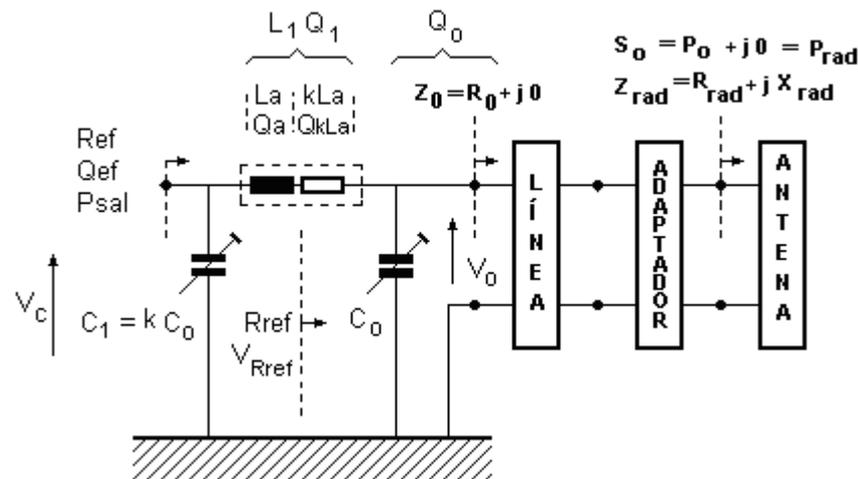
$$Q = \omega_0 L / R = \omega_0 L_a / R_a \quad (\text{reactividad o factor de sobrevalor})$$

$$\omega_0^2 = 1 / L_a \cdot k C = 1 / k L_a \cdot C \quad (\text{frecuencia de sintonía})$$

$$T = V_c / V_{kc} = X_c / X_{kc} = k \quad (\text{transferencia o relación de tensiones})$$

Se utilizará en la implementación el denominado “circuito π ”. Si se usaran sólo dos componentes reactivos como lo es un sintonía simple, se podría solamente elegir de ajustar su Q (ancho de banda B) o bien su adaptabilidad de impedancia R, pero, como son tres los componentes reactivos, la Naturaleza ofrece ambas posibilidades.

Haciendo uso de la nomenclatura ya específica y teniendo en cuenta las explicaciones anteriores presentamos la implementación siguiente. Su entrada, provista por el colector de un TBJ (en su excursión de salida va tomando una prototípica generatriz de corriente) suministrará una continua y armónicas fruto de la distorsión en clase C producida, y entonces la sintonía paralela en colector del circuito π captará la fundamental, es decir la senoidal de mayor amplitud, propagando a la misma a su otra mitad serie saliendo de esta manera finalmente a la resistencia característica R_0 de la línea adaptada o antena.



$$k = C_1 / C_0$$

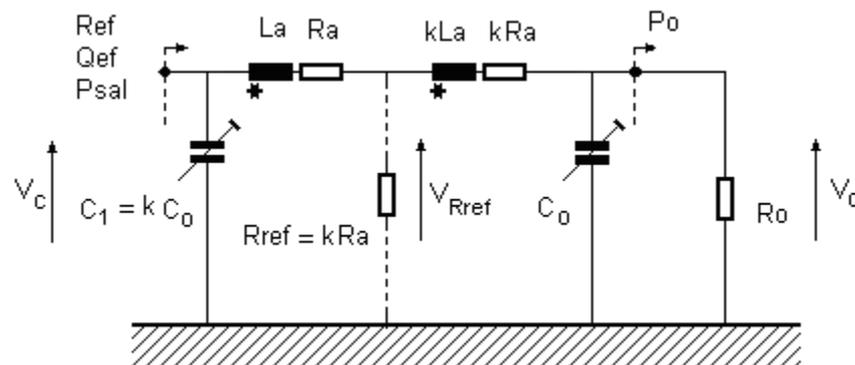
$$R_{ref} = k R_a \quad (\text{resistencia reflejada})$$

$$Q_{ef} = Q_1 = Q_a = Q_{kL_a} = \omega_0 L_1 / R_1 = \omega_0 L_a / R_a \quad (Q \text{ efectivo del circuito o bien como } Q_1 \text{ de la } L_1)$$

$$\omega_0^2 = 1 / k L_a \cdot C_0 = 1 / L_a \cdot C_1 = (1 + k^2) / L_1 C_0 = (1 + k) / L_1 C_1 \quad (\text{frecuencia de la portadora})$$

lo que determinará una transferencia de tensión de k veces (es similar al caso del transformador con bajo acoplamiento —aquí “k” también— que resultaba kQ)

$$T = V_0 / V_c = (V_{Rref} / V_c) \cdot (V_0 / V_{Rref}) = (k R_a / \omega_0 L_a) \cdot Q_{kL_a} = (k / Q_1) \cdot Q_{kL_a} = k \rightarrow \text{correcto}$$



y esta expresión es igual a la expresión hallada anteriormente. Por otra parte esto es así porque los circuitos estrella-triángulo de la electrotecnia, que bien se pueden transformar uno en el otro, aquí también: el transformador es una estrella o T y el circuito π un triángulo. Son equivalentes.

De esta manera y en suma, se elegirá un C_1 que sintonice a la portadora ω_0 y un C_0 para variar la energía en la carga R_o .

En cuanto a la *eficiencia* η (no necesariamente *rendimiento* calórico) de energía del circuito π , éste será referido a la potencia total *aparente* entregada, pero que a resonancia es púramente *activa* y se nos simplifican los cálculos

$$P_{sal} = V_c^2 / R_{ef} = V_c^2 / Q^2 (R_a + kR_a) = V_c^2 / Q^2 R_1$$

$$P_o = V_o^2 / R_o$$

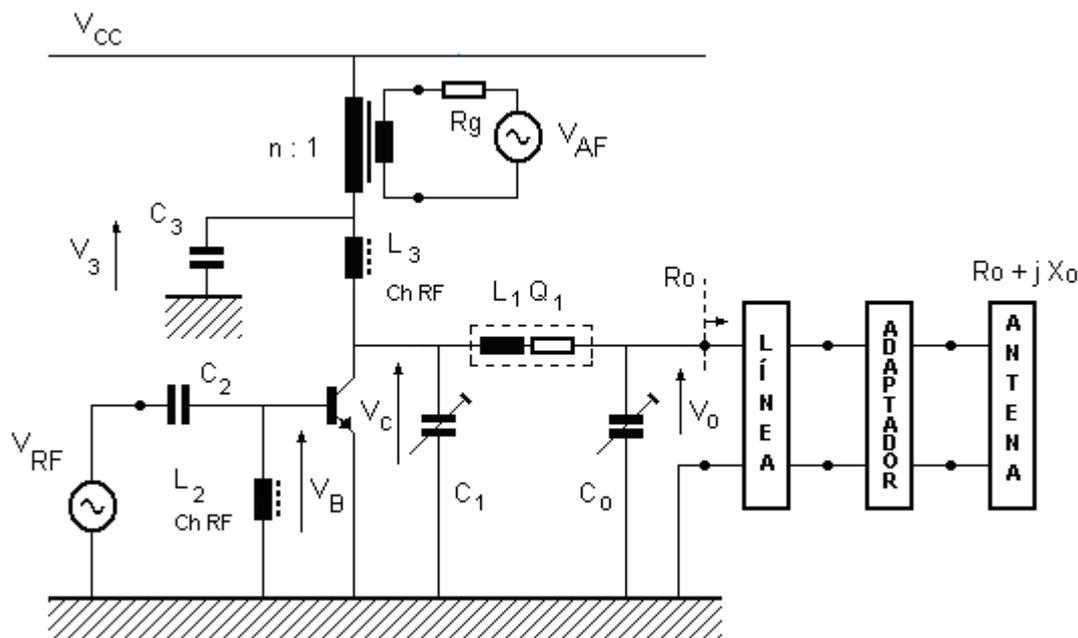
resultando

$$\eta = P_o / P_{sal} = (k Q)^2 R_1 / R_o$$

La técnica de la modulación de MA

Lejos de implementarse una configuración que transmita la mayor energía, como lo es la adaptación de impedancias donde la resistencia del generador iguala a la de carga, se utiliza un hábil circuito que responderá al mayor rendimiento de energía posible pero encontrándose totalmente desadaptado; es más éste un circuito alineal que lineal. Con este fin se utiliza una disposición en clase C, o bien B, y se utilizan uno o dos transistores en configuración complementaria *push-pull* o similar.

La implementación que se muestra es la que analizaremos.



El TBJ se encuentra polarizado al corte, por lo tanto su $V_{CE} = V_{CC}$ y, como en el circuito de colector la resistencia de continua provista por el $ChRF_1$ y el transformador es despreciable, su recta de funcionamiento en las curvas de salida es vertical.

Al aparecer la sintonía de la fundamental se pivotea esta recta de carga en el punto de "polarización" ($I_c=0$ y $V_{CE}=V_{CC}$) con una pendiente que dependerá de la resistencia efectiva del filtro tanque paralelo R_{ef} . Si su pendiente lo permite al igual que la amplitud de la riqueza de la corriente del pulso en el colector, tendremos una excursión de $\pm V_{CC}$. Para

saber con certeza esto, debemos conocer por Fourier las armónicas obtenidas tras el ángulo de conducción θ en la base.

Dicha amplitud sinusoidal de magnitud pico +/- VCC se verá afectada por la modulación de AF resultando

$$V_3 = V_{CC} [1 + (V_{AF}/n)]$$

por lo que la potencia de salida P_{sal} que se está entregando al circuito π es (m sería el índice de modulación y se toma su valor máximo al 100 %)

$$P_{sal} = V_{c\text{ eficaz}}^2 / R_{ef} = (V_{CC} - V_{CE\text{ sat}})^2 (1 + m^2/2) / 2 R_{ef} \sim 1,5 V_{CC}^2 / 2 R_{ef} = 0,75 V_{CC}^2 / R_{ef}$$

Si se está usando una potencia elevada, cerca de la admisible del dispositivo PADM aún teniendo su disipador (datos obtenidos del manual del componente y de los del disipador refrigerante), deberá tenerse en cuenta el rendimiento

$\eta = \pi/4$ teóricos del clase C cubriéndonos con un margen de seguridad δ aconsejable del 50 %. Resulta entonces

$$\eta = P_{sal} / P_{CC} = P_{sal} / (P_{TBJ} + P_{sal})$$

$$\Rightarrow P_{sal} = 3,66 P_{TBJ} = 3,66 P_{ADM} / \delta \sim 2,5 P_{ADM}$$

La autopolarización en clase C

Para esta implementación, la descarga capacitiva es sinusoidal (con una amortiguación no percibida por el breve tiempo) porque se da una oscilación serie con la bobina. Podemos en esto definir un *porcentaje de descarga* capacitiva Δ que prácticamente concluye en el período de la señal T y que estará íntimamente relacionado con el ángulo de conducción θ

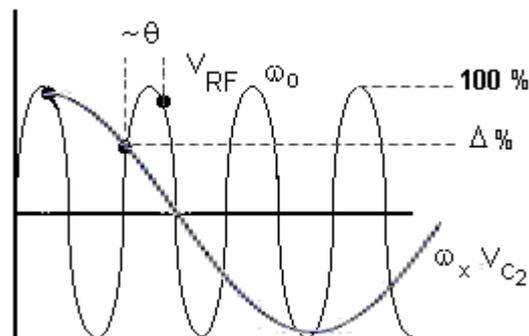
$$\omega x^2 = L_2 C_2$$

$$\omega_0 = 2\pi / T \text{ ---> portadora de RF}$$

$$\Delta \sim 1 \cdot \cos \omega x T \text{ ---> El valor típico según un } \theta = 10^\circ \text{ sería } \Delta = 99,6 \%$$

de donde para el diseño se tendrá

$$L_2 C_2 = (T / \arccos \Delta)^2$$



El rendimiento de una etapa amplificadora

Cuando se polariza a un dispositivo de tal manera que exista un ángulo de conducción θ , sus magnitudes de corriente preponderantes por Fourier quedan aproximadamente en su colector

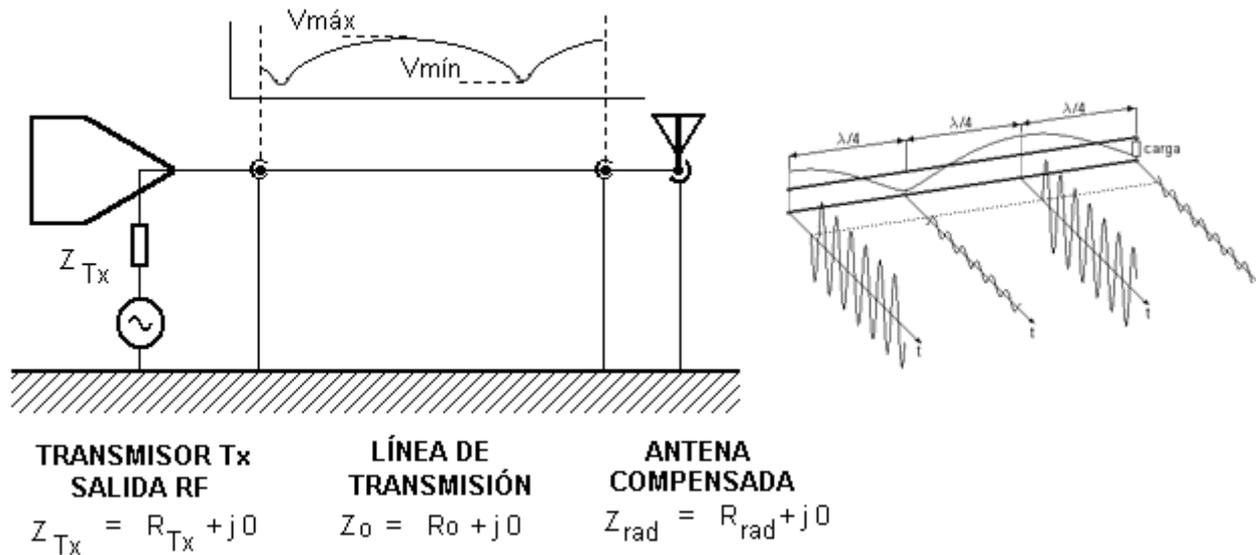
$$i_c = I_p \cos \omega t \rightarrow I_{med} + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t + \dots \sim I_{med} + I_1 \cos \omega t$$

I_{med} → Valor medio o componente continua

I_1 → Valor pico de la 1ª armónica o fundamental

I_2 → Valor pico de la 2ª armónica

donde se puede demostrar que valen por Fourier



de donde se deducen

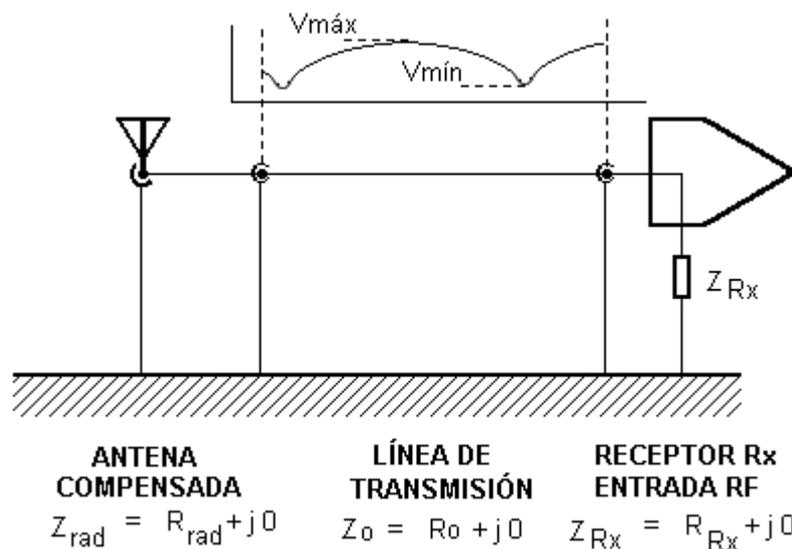
$$ROE = (1 + |\rho|) / (1 - |\rho|) /$$

$$|\rho| = (ROE - 1) / (ROE + 1)$$

Esto es la definición histórica de la ROE, que desde luego sólo es aplicable a líneas lo bastante largas como para que contengan por lo menos un máximo y un mínimo. Pero se demuestra matemáticamente que este número coincide con la relación entre la Z_0 de la línea y la resistencia a la que está conectada. O bien, si esta cuenta da menor que 1, se invierten los operandos. Por eso, tanto una carga de 25Ω como una de 100Ω producen una ROE de 2 en un cable de 50Ω (esta cuenta sencilla vale sólo para cargas puramente resistivas, sin reactancia). Así, en la práctica, la idea que se busca expresar con la ROE es la de relación de impedancias. En suma

$$ROE = R_0 / R_{rad} \text{ o bien } R_{rad} / R_0$$

Este concepto de magnitud estacionaria como ROE no sólo se utiliza en las salidas de los transmisores para mejorar la eficiencia de energía y proteger al dispositivo de salida, sino que es muy usado en la recepción de señales que se reciben de una antena receptora. El siguiente esquema muestra el efecto, donde se ve que la onda estacionaria que debiera tener una forma sinusoidal (por ser la suma algebraica de dos sinusoides: la incidente y la reflejada) no lo es tanto por las condiciones de contorno externas al conductor guía



Por este motivo, para transmitir máxima energía al receptor deben ser iguales $R_{rad} = R_o = R_{Rx}$ y para ello se coloca un filtro adaptador a la entrada del receptor lográndolo.

Una posible forma de realizar este cometido es con un filtro en π o en T (aquí la "T" puede ser realizada con un transformador). Las siguientes ecuaciones y circuitos lo determinan para su posible proyecto



$Z_1 = (Z_{01} / \text{th}\gamma) - Z_3$	$Y_A = (Y_{01} / \text{th}\gamma) - Y_C$
$Z_2 = (Z_{02} / \text{th}\gamma) - Z_3$	$Y_B = (Y_{02} / \text{th}\gamma) - Y_C$
$Z_3 = (Z_{01}Z_{02})^{1/2} / \text{sh}\gamma$	$Y_C = (Y_{01}Y_{02})^{1/2} / \text{sh}\gamma$

de donde la transmisión de potencia total aparente a través del cuadripolo adaptador (de Z_{Rx} a la $Z_{RECEPTOR}$) será

$$\eta = S_{sal} / S_{ent} = e^{-2\gamma} = [Z_3 / [(Z_{01}Z_{02})^{1/2} + (Z_{01}Z_{02} + Z_3^2)^{1/2}]^2 = [Y_C / [(Y_{01}Y_{02})^{1/2} + (Y_{01}Y_{02} + Y_C^2)^{1/2}]^2$$

$$\gamma = \gamma(\omega) = \alpha(\omega) [\text{Neper}] + j \beta(\omega) [\text{rad}] \rightarrow \text{función de propagación}$$

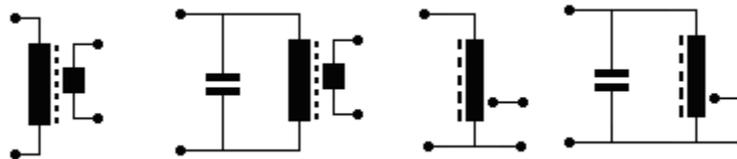
α \rightarrow función de atenuación (pérdida energética aparente)

β \rightarrow función de fase (corrimiento de la fase de la tensión de entrada)

$$1 [\text{Neper}] = \ln e \sim 8,686 [\text{dB}]$$

Estos lineamientos son necesarios cuando lo que deseamos transmitir es energía, como lo son las débiles señales de las microondas (algunos GHz). Cuando el espectro de trabajo es menor, sólo será preciso transferir tensión y las implementaciones son más simples porque pueden trabajar los receptores algo desadaptados a la línea de transmisión.

Se suelen adaptar impedancias fácilmente con transformadores y autotransformadores (una simple inductancia dividida), ya estén sintonizados o no, de tal manera que el Q presente una resistencia de adaptación como lo que se espera, y luego la transmisión al receptor es inmediata sin onda estacionaria aunque no tenga adaptación —milímetros de distancia en un circuito impreso. Seguido muestro algunas implementaciones posibles



Cuando uno elige una implementación y dispositivo a adoptar, suele el fabricante en sus hojas de datos mencionar, dada su propia medición, las características nominales para supuestamente óptimo rendimiento (por ejemplo polarización y frecuencia de trabajo). En estos casos deberíamos, como consejo, elegir estas normativas.

Filtro en T

Otra manera menos engorrosa y más "visible" de adaptar impedancias con un filtro en T es siguiendo los lineamientos que presentamos.

Separamos en 2 partes al circuito y calculamos los componentes para la frecuencia resonante ω_0 de una manera independiente, siempre teniendo en cuenta que para que sean válidos los pasajes de serie-paralelo todos los deben ser $Q \geq 4$. Como se encuentra todo sintonizado, solamente tenemos resistencias en los reflejos

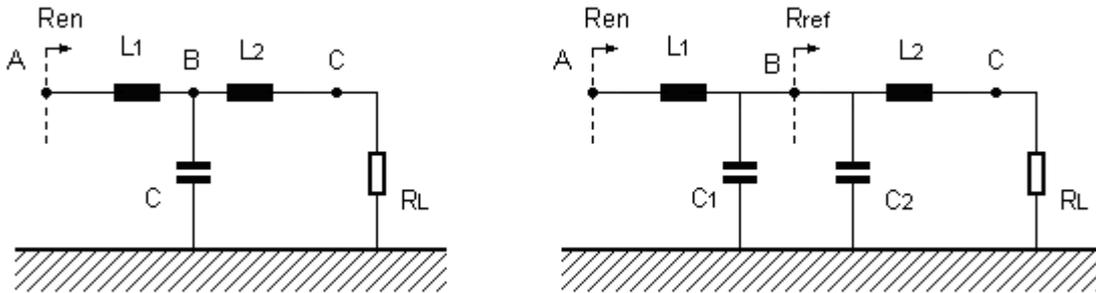
$$C \stackrel{\Delta}{=} C_1 + C_2 \rightarrow \text{capacitancia total}$$

$$\omega_0^2 \stackrel{\Delta}{=} 1 / L_1 C_1 \stackrel{\Delta}{=} 1 / L_2 C_2 \rightarrow 2\pi \cdot \text{frecuencia de paso}$$

$$Q_1 = R_{ref} / (1 / \omega_0 C_1) = R_{ref} / \omega_0 L_1 \rightarrow Q \text{ cargado de la } L_1$$

$$Q_2 = \omega_0 L_2 / R_L \rightarrow Q \text{ cargado de la } L_2$$

$$R_{ref} = R_L Q_2^2 \rightarrow \text{resistencia reflejada en el punto B entre } C_1 \text{ y } C_2$$



de donde podemos deducir

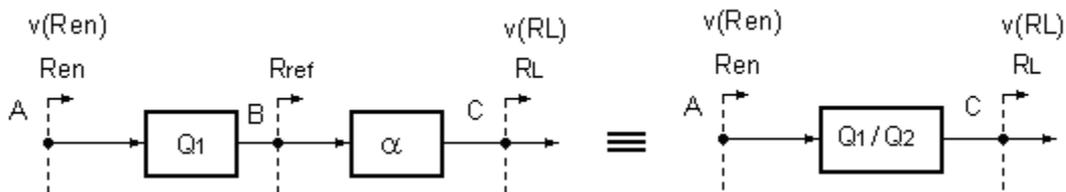
$$Q_1 = R_L Q_2^2 / \omega_0 L_1 = R_L (\omega_0 L_2 / R_L)^2 / \omega_0 L_1 = \omega_0 L_2^2 / L_1 R_L$$

$$R_{en} = R_{ref} / Q_1^2 = R_L Q_2^2 / Q_1^2 = R_L (Q_2 / Q_1)^2$$

Si quisiéramos hallar la transferencia T de la red podemos recurrir al siguiente método conceptual

$$\alpha = R_L / \sqrt{[(\omega_0 L_2)^2 + R_L^2]} = R_L / \sqrt{[(Q_2^2 + 1) R_L^2]} \sim 1 / Q_2 \rightarrow \text{atenuación debida a } L_2$$

$$T = v(R_L) / v(R_{en}) = v(R_{ref}) / v(R_{en}) \cdot v(R_L) / v(R_{ref}) = Q_1 \alpha = Q_1 / Q_2 \rightarrow \text{transferencia total de tensión}$$



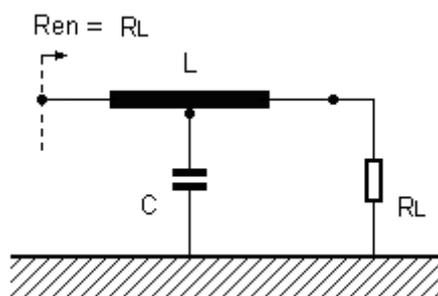
Ahora, para simplificar, si diseñamos por ejemplo $Q_1 = Q_2$ con un sola bobina L con punto medio y tal que ambos $C_1 = C_2$ resultan

$$Q_1 \stackrel{\Delta}{=} Q_2 \Rightarrow \omega_0 L_2^2 / L_1 R_L \stackrel{\Delta}{=} \omega_0 L_2 / R_L \Rightarrow L_1 = L_2 \text{ y } T = 1$$

$$\Rightarrow L \stackrel{\Delta}{=} 2 L_1 \text{ y también } C \stackrel{\Delta}{=} 2 C_1$$

$$\Rightarrow \omega_0^2 \stackrel{\Delta}{=} 1 / L_1 C_1 = 4 / LC$$

$$R_{ref} \cdot R_L = \omega_0^2 L_1 L_2 \Rightarrow R_{en} = R_L$$



Comentarios generales

Cabe destacar que en la práctica las *pérdidas intrínsecas* de atenuación de una línea de transmisión se suman a las que otorga la ROE. Por este motivo, a veces, una configuración mal adaptada (ROE alta) puede sobrepasar las pérdidas intrínsecas que tenga un excelente cable y sea preciso subir a la torre de antena para compensar; o bien viceversa y será preciso entonces cambiar de fabricante de cable. A esto (la adaptación entre cable y antena) se refieren los artículos que intentan desterrar el arraigado mito de tener que reducir la ROE en todo lo posible.

Igual que un amplificador de audio, la resistencia de salida del transmisor (con transistores normalmente del orden de los 50Ω) entregará más potencia cuanto menor sea la carga y, si sufren, es otro el tema. Si esta se respeta, o sea $ROE = 1$ en este punto de conexión, todos estos parámetros están garantizados ya que el equipo fue diseñado para tener un régimen "nominal", esto es: una cierta potencia, rendimiento, linealidad, supresión de armónicas, etc. para un dado valor de impedancia de carga.

En una primera aproximación, un dipolo de exactamente $1/2$ onda tendría una impedancia puramente resistiva, o sea que sería resonante. Mejorando la puntería matemática, se deduce que en realidad su impedancia es de $73,1 \Omega + j 42,6 \Omega$ (hay una componente inductiva) para alambre fino, en el vacío, sin efecto pelicular, e infinitamente alejado de suelo y objetos. Para que sea resistiva pura, hay que acortarlo aproximadamente un 5% por el llamado "efecto de puntas"; es como si la corriente siguiera circulando capacitivamente un poquito más allá del final. Pero entonces la resistencia es algo menor, de unos sesenta y pico. Encima, si el dipolo es horizontal y está cerca de la tierra o edificios, su Z será menor aún. Digamos que anda por los 50Ω . Dejemos constancia que cuando en el lenguaje técnico se habla de "dipolo de $1/2$ onda" en realidad se está refiriendo a uno que tenga 5% menos que ese valor.

El balún entre cable y antena en su función específica, de la que se deriva su nombre en inglés, es interconectar una cosa balanceada con otra desbalanceada. Un balún no necesariamente se usa para adaptar impedancia. El llamado "1 a 1" no lo hace; el "4 a 1" es una combinación de balún y transformador de impedancia.

Si la longitud de una antena vertical es una pequeña fracción de la longitud de onda (inevitable en los látigos de HF de los móviles), su resistencia de radiación es muy pequeña y está en serie con una reactancia capacitiva muy grande. Se la ha de compensar con una pequeña bobina cuyas pérdidas pueden ser apreciables en la transmisión.

Los balunes

Como su nombre refiere, el "*balanced-unbalanced*", es un artificio que se utiliza entre la línea y la antena con los siguientes fines posibles:

- balancear de modo común a modo diferencial
- adaptar impedancias
- atenuar la interferencia de la malla del cable coaxial ("*coaxial*")

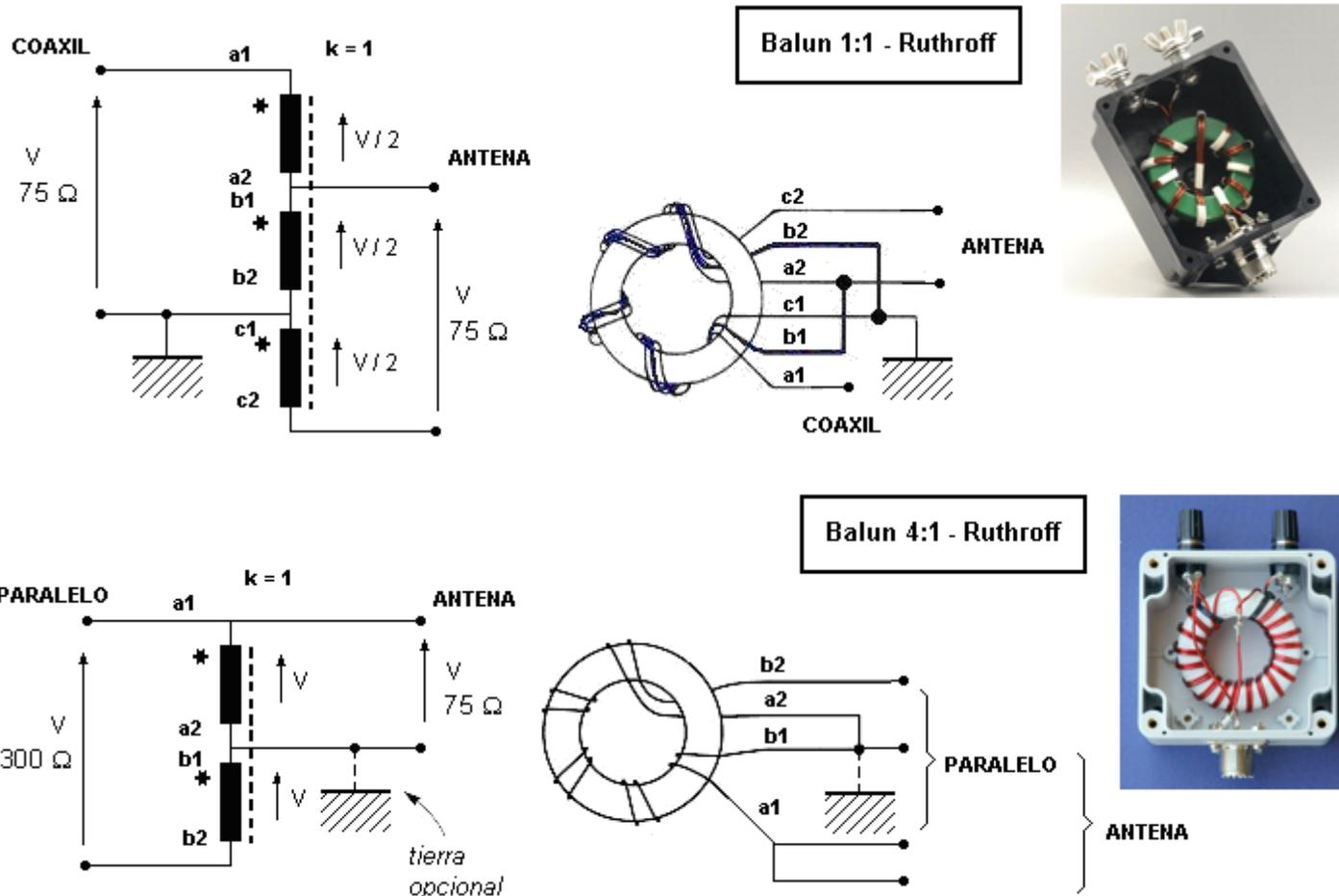
Los hay como cuadripolo eléctrico o bien con artificios colocados en el propio cable cercano a la antena.

En cuanto a las configuraciones en cuadripolo adaptativas, básicamente hay dos: la del tipo "1:1" y la del tipo "4:1". Las primeras son preparadas para coaxiales que normalmente poseen 75Ω y se conectan a antenas de similar magnitud 75Ω . Las segundas para líneas paralelas que normalmente son de 300Ω conectadas a antenas de 75Ω .

Todo el tema entiendo que nace con C. L. Ruthroff en "*Some Broad-Band Transformers.*" Proceedings of the RE, Vol 47, No. 8, August 1959, pp. 1337-1342, que presenta entre otras cosas los circuitos básicos de balunes (o *baluns* si prefiere) tipos 1:1 y 4:1 para lograr salidas balanceadas. Nada dice en el mismo que se puede usar el primero para

suprimir la interferencia del cable coaxil, así que deduzco que este cometido ha sido hallado experimentalmente en el futuro.

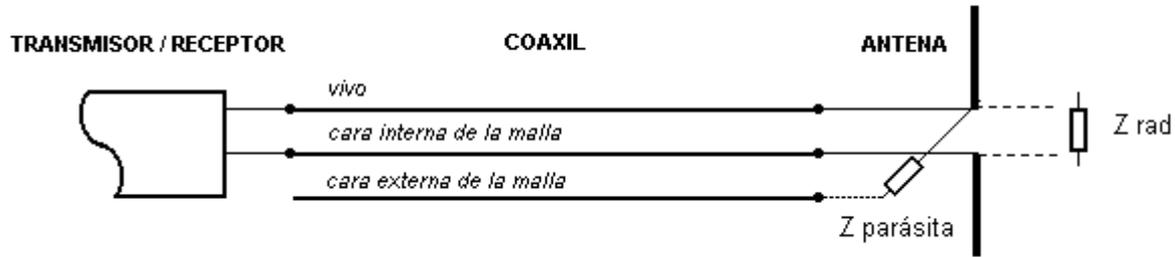
Veamos ambos circuitos ideados con inductancias iguales y fuertemente acopladas por proximidad de cables y núcleo toroidal de ferrite



Vamos a tratar ahora la atenuación de la interferencia de la malla del cable coaxil. Para ello debemos saber que por lo común en todo transmisor nunca está bien la adaptación en la antena ($ROE > 1$) y por lo tanto la onda de subida algo rebota. A su vez, para un caso de recepción, también la señal desde la antena viajará por el coaxil.

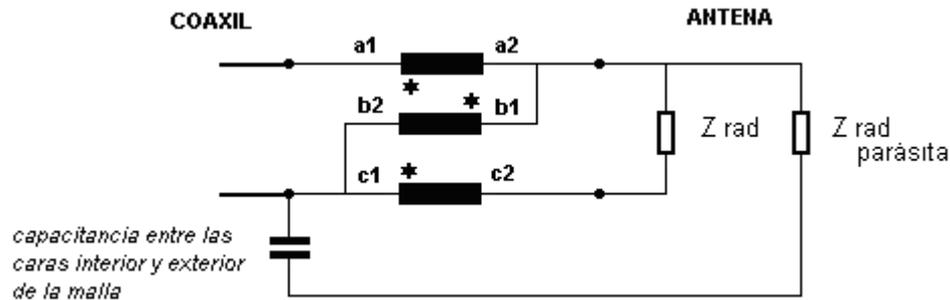
Ocurre que, si bien es un campo electromagnético lo que viaja por el coaxil, en cada punto tendremos una corriente eléctrica. Esto, y teniendo en cuenta el efecto pelicular, la malla que cubre al vivo del cable sufre una dicotomía en su área efectiva de conducción. Resultan de este modo dos conductores en la malla entonces: uno el de la cara interna y otro el de la externa.

Así las cosas, tendremos un conductor por fuera de nuestro coaxil propiamente dicho (vivo y cara interna), que transmite también corriente y se propaga a lo largo de la línea como una antena más; y no sólo eso, sino que a través de la capacitancia distribuida al polo vivo de la antena, realizará a la perfección el efecto de una antena dipolo parásita e interferente que transmite al aire de una manera indeseable.



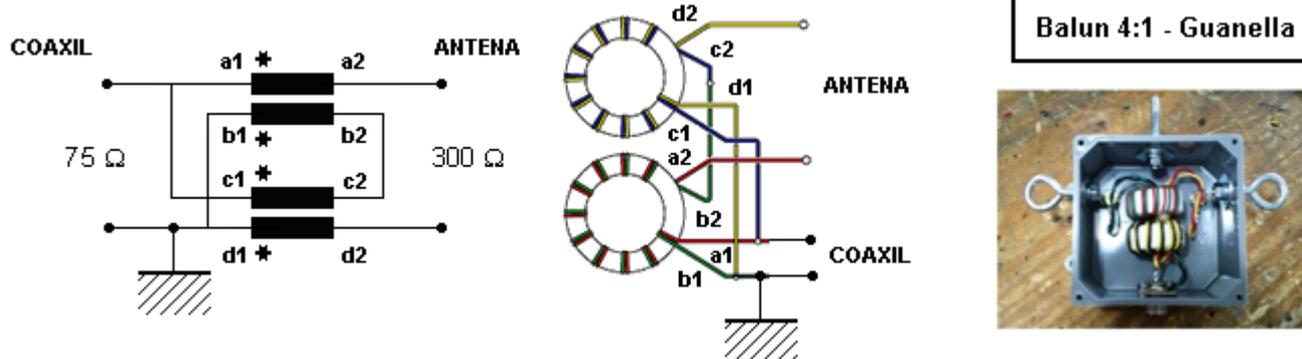
Realmente tenemos dos antenas resonantes. Por un lado, una antena formada por las dos ramas del dipolo y por otro lado, aparece otra antena que es la suma de la rama y a la que hay que adicionar la longitud de toda la malla del coaxil por otro y que probablemente continúa hasta la conexión de red. Realmente es una antena de longitud en principio no prevista como resonante y que también radia energía independientemente. Necesitamos por tanto un destructor de esta resonancia, y para eso ideamos un elemento que impida el paso de la corriente parásita externa, elemento al que aprovechamos que es al *balún*.

De esta manera damos una utilidad extra al balún 1:1 de Ruthroff como mostramos en la figura



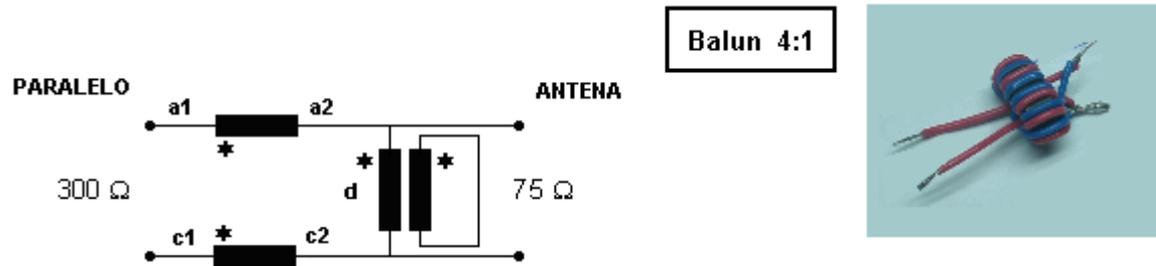
El funcionamiento es el siguiente: las corrientes eficaces que vienen circulando por el coaxil pasan por los bobinados enfrentados y diferenciales a y c. Cuando son diferentes por el efecto de la Z_{rad} parásita (en realidad como fruto de dos consideraciones: la del efecto dipolo apropiándose de la varilla de la antena, y otra como monopolo que es la radiación propia de la malla a tierra), se generará una diferencia de flujo que inducirá en el bobinado b una tensión correctora. Así, finalmente, el balún impedirá un cambio de corrientes detectadas o, que es lo mismo, compensará la antena parásita haciéndola “desaparecer”.

Otra implementación utilizada es la Guanella 4.1 que seguidamente mostramos. Aquí el control se realiza con un doble transformador simétrico,

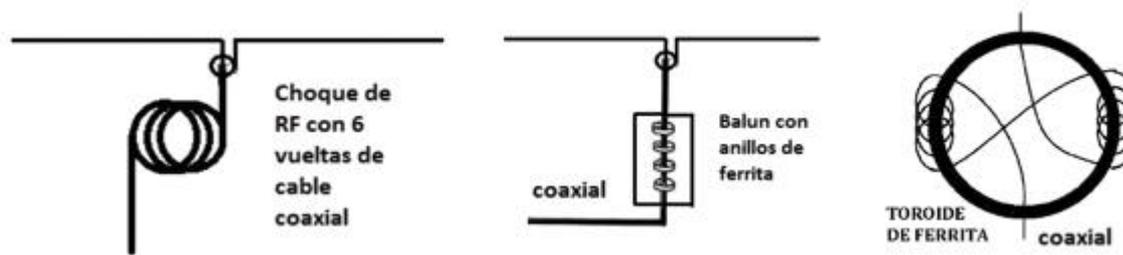


Una versión diferente y bastante común de la implementación Ruthroff 1:1 que utiliza este efecto diferencial es con un tercer bobinado en cortocircuito que hemos llamado d, pasándolo a la versión adaptadora de 4:1. Esto producirá como se ve en la siguiente figura una disminución de la impedancia en dicha bobina d con el fin de adaptar. Esta

implementación no dispone de corrector (bobina que habíamos llamado b) de flujo porque no es necesario ya que se utiliza cable paralelo.



Cuando no es a modo de cuadripolo eléctrico la implementación correctora del problema de la malla del coaxil, se suelen utilizar recursos en el inmediato de la antena con habilidades varias. Por ejemplo creando una inductancia que le impida circular la corriente superficial de malla, o bien con un recurso diferencial, etc. Observe los ejemplos que muestro.



Cálculo del disipador térmico

Sean los datos

$$P = \dots \quad T_A = \dots \quad (\sim 25 \text{ [}^\circ\text{C] en ambientes habitables)}$$

obtenemos entonces del manual del dispositivo

$$P_{ADM} = \dots \quad T_{JADM} = \dots \quad (\sim 100 \text{ [}^\circ\text{C] para el silicio)}$$

y calculamos

$$\begin{aligned} \theta_{CA} &= \theta_{CD} + \theta_{DA} \\ \theta_{CA} &= (T_C - T_A) / P_{MAX} = (T_C - T_A) (T_{JADM} - T_A) / P_{ADM} (T_{JADM} - T_C) \\ \theta_{JC} &= (T_{JADM} - T_A) / P_{ADM} = \dots \end{aligned}$$

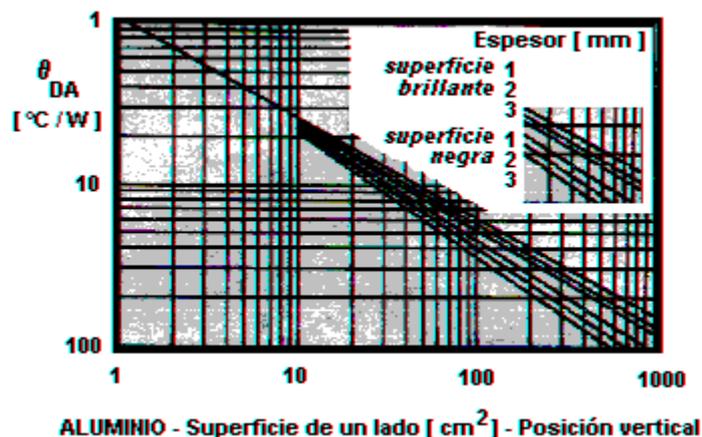
pudiendo adoptar a qué temperatura estarán las juntas y de allí el tamaño del disipador

$$T_J = \dots < T_{JADM}$$

y con ello (puede estimarse $\theta_{DA} \sim 1 \text{ [}^\circ\text{C/W]})$

$$\theta_{DA} = \theta_{CA} - \theta_{DA} = \{ [(T_J - T_A) / P] - \theta_{JC} \} - 1 = \dots$$

y con la ayuda del ábaco siguiente u otro adquirir las dimensiones del disipador



Ejercicio 1

Nos remitiremos a la figura ya dibujada. Los datos que podríamos proponer serían por ejemplo

$$V_{CC} = 24 \text{ V}$$

$$R_o = 50 \Omega$$

$$f_o = 80 \text{ MHz (frecuencia de portadora RF)}$$

$$50 \text{ Hz} > f_m > 10 \text{ kHz (frecuencia de audio AF)}$$

$$n:1 = 1:1$$

$$R_g = 1 \text{ k}\Omega$$

$$V_{CE \text{ máx}} = 2 V_{CC} = 48 \text{ V} \text{ ---> dato para elegir el transistor}$$

Primero, para no alterar los contenidos estudiados, podemos elegir una C_o que no sea cargada por R_o . Tengamos en cuenta que, como estamos muy justos en las magnitudes, para despreciar algo bastará con que sean cerca de una quince o veinte veces y que, siendo números en el plano (complejos como por ejemplo una reactancia frente a una resistencia), será suficiente un apartamiento de 4 veces —fíjese: $(1^2 + 4^2)^{1/2} \sim 4$. Así entonces

$$R_o / 4 \geq 1 / \omega_o C_o \implies C_o \geq 160 \text{ pF}$$

y teniendo en cuenta los trimmers comerciales que tendríamos acceso, elejimos por ejemplo el PVC-2FX



donde podríamos adoptar los siguientes valores medios

$$C_o = 160 \text{ pF} = 100 \text{ pF (fijo)} + 100 \text{ pF (variable)} \text{ y } C_1 = 30 \text{ pF (variable)}$$

Seguido estamos en condiciones de calcular

$$k = C_1 / C_o = 0,1875$$

$$L_1 = (1 + k) / \omega_o^2 C_1 \approx 0,3 \mu\text{H}$$

Experimentamos al inductor L_1 y supongamos que medimos su reactividad

$Q = 9$ (en alta frecuencia los Q son pequeños porque la resistencia por efecto pelicular se hace importante)

dándonos una resistividad asociada efectiva

$$R_1 = \omega_0 L_1 / Q = 15,6 \Omega$$

En cuanto al Q de la bobina para que permita pasar el ancho de banda $f_o/2f_m$, a esta frecuencia no es preocupante porque siempre será muy menor dejando pasar satisfactoriamente cualquier espectro modulante. Recuerde que por efecto pelicular la resistencia aumenta notablemente y no es la de continua que es prácticamente nula. Para este caso resulta $f_o/2f_m = 4000$.

Por otro lado, la máxima potencia que podríamos llegar a obtener es cuando el colector llega a +/- VCC

$$P_{\text{máx}} = V_{\text{omáx}}^2 / R_o = (k V_{\text{CC}} / \sqrt{2})^2 / R_o = (k V_{\text{CC}})^2 / 2 R_o \sim 1/4 W$$

Seguidamente podemos hallar la *eficiencia* del circuito π

$$\eta = (k Q)^2 R_1 / R_o = 0,88$$

En cuanto para los choques de RF podemos armar un par cualquiera. Supongamos que con ferrite se obtiene para cada uno de ellos (o sea L2 y L3) unos 5 mH (al usar ferrite deben necesariamente ser experimentados para lograr su medida, o bien aproximar en unas mil veces más la que se diseña en vacío), verificándose entonces que el tanque no es afectado puesto que es mucho mayor que L1. Para la autopolarización en base podemos adoptar $\Delta = 99,6 \%$ (o bien como se vio en la gráfica, con un $\theta = 60^\circ$ se dispondría de una eficiencia del Clase C de aproximados 99%) como se sugirió y de allí calcular el capacitor de acople

$$C_2 = (2\pi / \omega_0 \cdot \text{arc cos } \Delta)^2 / L_2 = 4 \text{ pF}$$

siendo en este caso un capacitor algo pequeño. Si lo elijo algo mayor, se corre riesgo de disminuir θ (porque disminuye ωx) y con ello la potencia de salida. Si el recurso no da, debe entonces usarse una autopolarización clase C cambiando L2 o bien no usar un choque sino recurrir a la configuración del tipo RC.

Por último y para terminar, la elección del capacitor de filtro C3 debe ser tal que no sea cortocircuito para el AF aún en el peor caso de la máxima frecuencia audible ($f_m \text{ máx}$)

$$1 / \omega_m \text{ máx} \cdot n^2 R_g = 16 \text{ nF} \gg C_3 = 470 \text{ pF} \quad (\text{adoptado})$$

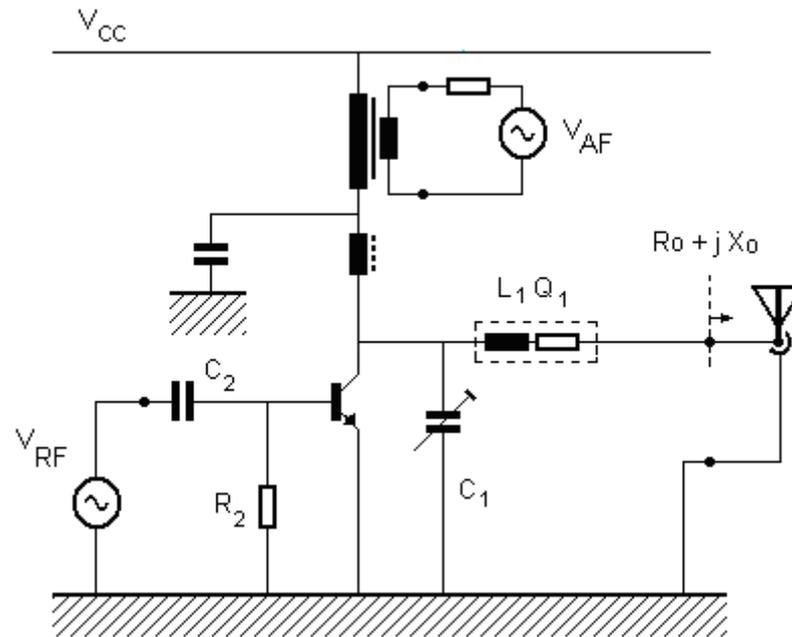
Ejercicio 2

Se ha elegido un circuito de sintonía simple para que acople la antena. Se piden tres cosas:

- 1º- Hacer un cálculo estimativo del filtro de autopolarización
- 2º- Proyectar una estima de L1, Q1 y C1 y omitir otros cálculos de componentes
- 3º- Encontrar la máxima potencia posible sin modular que obtendríamos en la antena Ro, si desea sin considerar posibles pérdidas de calor en L1

Se despreciarán todas las capacidades distribuídas y parásitas para simplificar.

Estamos a 100 MHz de portadora sin modular con 12 V de alimentación y una antena de $R_o = 50 \Omega$, y sabemos que el TBJ a esa frecuencia posee una transconductancia aproximada de 1 mS y su $V_{\text{CE(SAT)}}$ es despreciable..



Ayuda: Como se dijo en clase, a estas frecuencias los factores reactivos inductivos raras veces superan las 50 veces por el efecto pelicular en sus bobinados.

Solución

Adoptamos y medimos por ejemplo

$$L_1 = 0,5 \mu\text{H}, Q_1 = 20$$

lo que nos da

$$C_1 = 1 / \omega^2 L_1 = 5 \text{ pF}$$

Se tendrá en cuenta la resistencia del inductor y por tanto el Q será "cargado"

$$R_s = \omega L_1 / Q_1 = 15,7 \Omega$$

$$Q_{1C} = \omega L_1 / (R_s + R_o) = 4,78$$

$$R_{ref} = (R_s + R_o) Q_{1C}^2 = 1542 \text{ k}\Omega$$

Para hallar el rendimiento de energía habrá que tener en cuenta el aporte de la resistencia del inductor R_s que queda en serie con R_o , por tanto siendo la atenuación de tensión

$$\delta = R_o / (R_s + R_o) = 0,761$$

resulta la de potencia

$$\eta = \delta^2 = 0,58 \text{ (58 \%)}$$

$$\Rightarrow P_o \text{ máx} \sim \delta^2 P_{sal \text{ máx}} = \delta^2 (V_{cc}^2 / \sqrt{2})^2 / R_{ref} = 3,9 \text{ W}$$

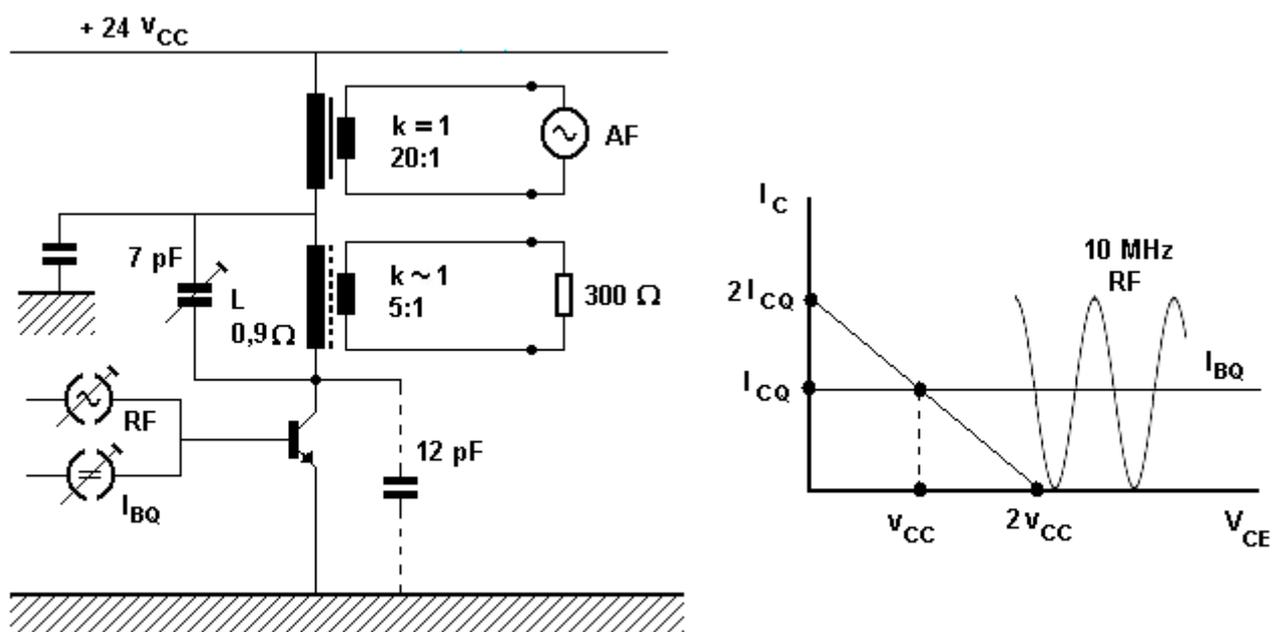
Para el circuito de autopolarización adoptamos por ejemplo una descarga capacitiva al 99,6 % del valor pico (que nos da un ángulo de conducción $\theta \sim 10^\circ$), cosa que nos da

$$\tau = C_2 R_2 = T / [\ln(1/\Delta)] = 1 / f_o [\ln(1/\Delta)] = 2,5 \mu\text{s}$$

Ejercicio 3

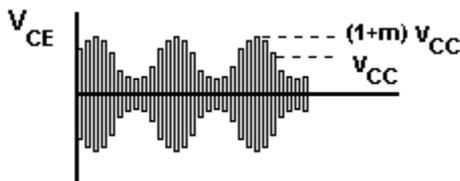
Para el siguiente modulador (teórico *1) en clase A donde todo lo que no se aclara es porque es funcional y/o despreciable, calcular:

- La magnitud AF_{pico} para tener una modulación del 50%
- La potencia que debe disipar el TBJ.
- La corriente de base polarizante I_{BQ}



Solución

- Hallamos la amplitud del audio necesaria



$$AF_{\text{pico}} = m V_{CC} / 20 = 0,6 \text{ V}$$

- Encontramos la potencia de salida sin modular

$$P_{\text{sal}(m=0)} = (0,707 \cdot V_{\text{sal pico}})^2 / 5^2 \cdot 300 \Omega = V_{CC}^2 / 2 \cdot 5^2 \cdot 300 \Omega = 24^2 / 2 \cdot 5^2 \cdot 300 \Omega = 38,4 \text{ mW}$$

y modulando al 50 %

$$P_{\text{sal}} = P_{\text{sal}(m=0)} (1 + m^2) = 38,4 (1 + 0,5^2) = 48 \text{ mW} \text{ (*2)}$$

y como en un clase A con carga inductiva el rendimiento es del 50 % queda

$$P_{CE} = P_{sal} = 48 \text{ mW}$$

c) Planteamos la geometría de la recta de carga en las curvas de salida

$$I_{CQ} / V_{CC} = 1 / 5^2 \cdot 300 \Omega \implies I_{CQ} = 3,2 \text{ mA}$$

de donde

$$I_{BQ} = I_{CQ} / \beta = 17,7 \mu\text{A}$$

Apéndices

Otras cosas que se pueden hallar serían

$$L = 1 / \omega_c^2 \cdot 12 \text{ pF} = 13,3 \mu\text{H}$$

$$Q_L = \omega_c L / 0,9 \Omega = 928 \implies \text{infinito, despreciable}$$

$$Q = 5^2 \cdot 300 \Omega / \omega_c L = 9$$

$$B = f_c / Q = 1,11 \text{ MHz}$$

$$f_{m \text{ máx}} = B / 2 = 555 \text{ kHz}$$

(*1) Explicación del porqué no es un circuito práctico

Cuando se presentan transformadores con altos coeficientes de acoplamiento $k \sim 1$ la frecuencia de trabajo no es muy alta, digamos de no más de unas pocas MHz con núcleos de ferrite y algunas decenas de MHz para núcleos de aire. Esto determinará grandes longitudes de onda de operativa y por tanto antenas de gran tamaño, poco prácticas o realizables, y encima ofreciendo resistencias de radiación no previstas en los diseños estándar.

(*2) Demostración

$$v_m(t) = mV_C \cos \omega_m t \implies \text{señal modulante (armónico de la Banda Base de ancho de banda B)}$$

$$v_C(t) = V_C \cos \omega_c t \implies \text{señal portadora}$$

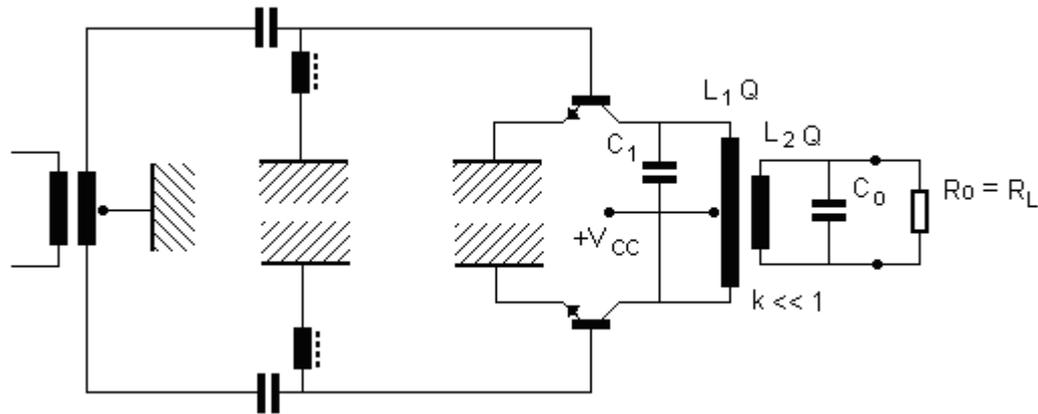
$$v_O(t) = V_O (1 + m \cos \omega_m t) \implies V_C \{ \cos(\omega_c t) + (m/2) [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t] \} \implies \text{modulación MA}$$

$$P_{sal (m=0)} \implies (0,707 \cdot V_{sal \text{ pico}})^2 = V_{CC}^2 / 2$$

$$P_{sal} = P_{sal (m=0)} + P_{sal (m)} \implies (0,707 \cdot V_{sal \text{ pico}})^2 + (0,707 \cdot m V_{sal \text{ pico}})^2 = (1 + m^2) V_{CC}^2 / 2 \implies (1 + m^2) P_{sal (m=0)}$$

Ejercicio 4

Para la siguiente configuración *push-pull* amplificadora de potencia en clase C de RF se pide hallar una expresión posible de la potencia de salida en la carga adaptada R_L para poder diseñarlo



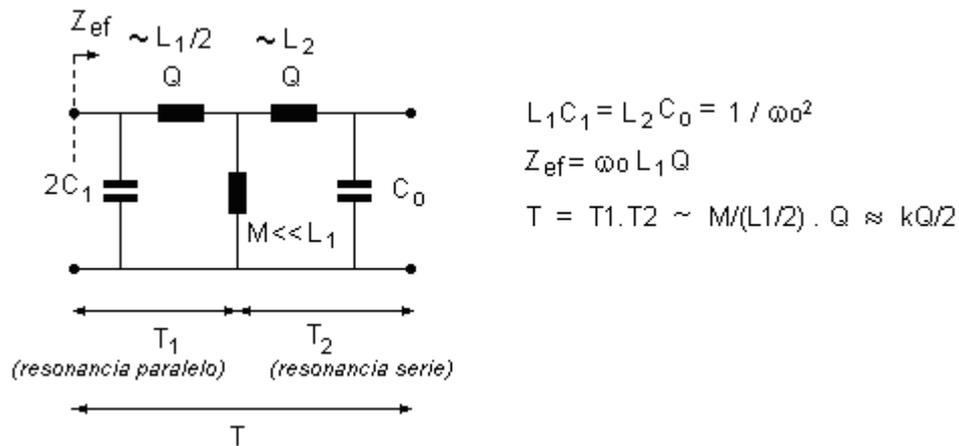
Solución

La potencia en el secundario del transformador será dada por la tensión pico que aporta cada TBJ reflejada por la transferencia kQ resultando (*)

$$P_o = V_o \text{ eficaz}^2 / R_o \sim (V_c \text{ eficaz} \cdot kQ)^2 / R_o = [(2 V_{cc} / \sqrt{2}) \cdot kQ]^2 / R_o = 2 (V_{cc} \cdot kQ)^2 / R_o$$

(*) Apéndice

El circuito doblemente sintonizado podemos representarlo para su análisis, para cada bobinado, de la manera siguiente



donde resultará la transferencia para ambos el doble: kQ .

La potencia en el primario del transformador será dada por la resistencia total $2R_{ef}$ que refleja en primario del transformador teniendo en cuenta la tensión pico que aporta cada TBJ

$$P_{sal} = V_c \text{ eficaz}^2 / 2.R_{ef} = (V_c \text{ pico} / \sqrt{2})^2 / 2.R_{ef} = (2 V_{cc} / \sqrt{2})^2 / 2.R_{ef} = (2 V_{cc} / \sqrt{2})^2 / 2. \omega_0 L_1 C = V_{cc}^2 / \omega_0 L_1 C$$

si quisiéramos hallar el rendimiento que se tiene bastará dividir ambos resultados

$$\eta = P_o / P_{sal} = 2 (kQ)^2 \cdot \omega_0 L_1 C / R_o$$

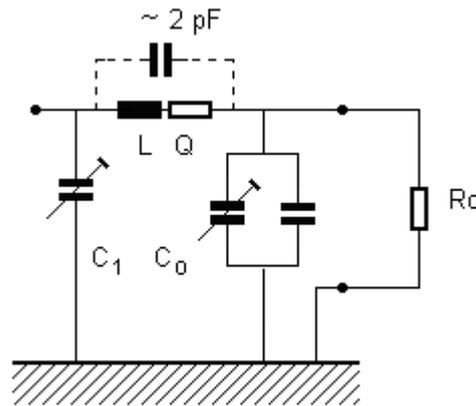
Ejercicio 5

El siguiente filtro π alimentado con un aplicador de potencia transferirá energía a una carga R_o . Se piden dos cosas:

- 1º) Diseñar las capacitancias con núcleo de aire C_1 y C_o adoptando lo que fuese necesario
- 2º) Estimar el rendimiento de calor transferido la carga

$$f_o = 5 \text{ MHz} \quad L = 36 \mu\text{H}$$

$$R_o = 50 \Omega \quad Q = 85$$



Solución

Adoptamos la transferencia atenuadora del filtro

$$k \triangleq C_1 / C_o = 0,2$$

y con ello

$$\omega_o^2 \triangleq (1 + k) / L (C_1 + 2 \text{ pF})$$

$$\Rightarrow C_1 = (1 + k) / L \omega_o^2 - 2 \text{ pF} = (1 + 0,2) / 36 \cdot (2\pi \cdot 5)^2 - 2 \text{ pF} = 31,8 \text{ pF}$$

$$\Rightarrow C_o = C_1 / k = 31,8 / 0,2 = 159 \text{ pF}$$

y verifico

$$X_o = 1 / \omega_o C_o = 202 \Omega \gg R_o \rightarrow \text{recordar que es una comparación de números complejos}$$

Estimativamente ahora hallo el rendimiento energético

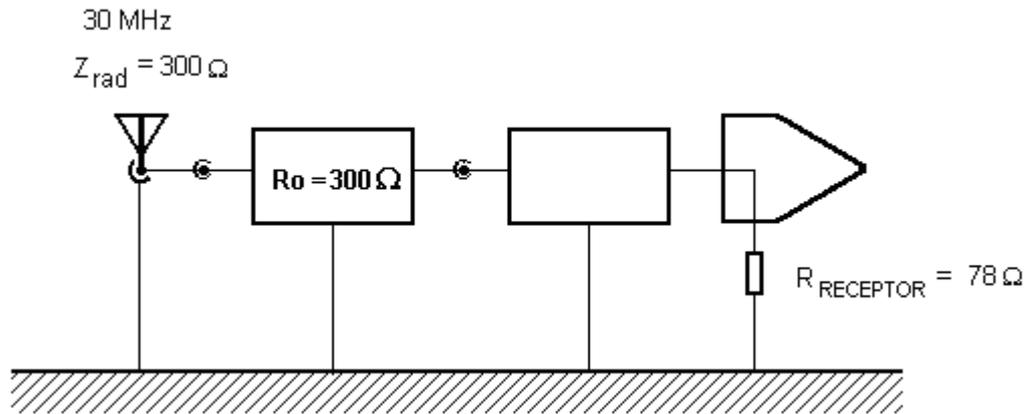
$$R_L = \omega_o L / Q = 13 \Omega$$

$$I_o = V_o / R_o$$

$$\eta = P_o / P_{\text{entrada}} = (I_o^2 R_o) / [I_o^2 (R_L + R_o)] = R_o / (R_L + R_o) = 50 / (13 + 50) \sim 77 \%$$

Ejercicio 6

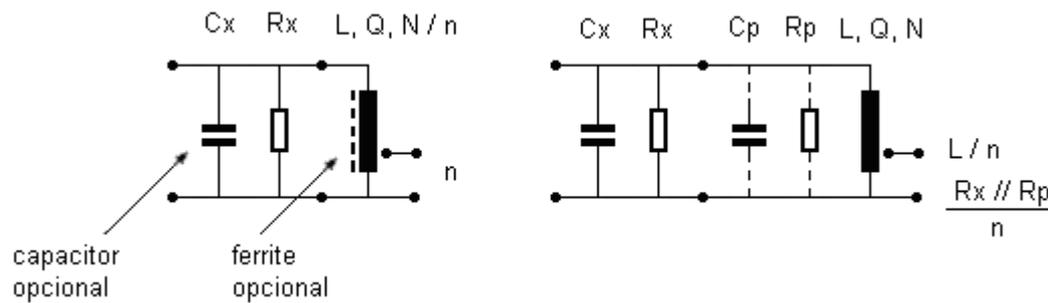
Se dispone de una bajada de antena desadaptada al receptor como la figura y que producirá una ROE apreciable. Se pide implementar un circuito posible que la adapte.



Solución

Nos encontramos con una frecuencia de trabajo alta y de difícil operación; debe tenerse en cuenta esto. Siempre tener una experiencia al respecto permitirá tomar adopciones y medidas al respecto. Es de difícil armado y funcionamiento si no se dispone de una persona que nos guíe y oriente.

Adoptamos por ejemplo un simple autotransformador con núcleo de aire y de diámetro que permita calzar a alguna pequeña ferrita con rosca que dispongamos por si hace falta, y que podrá resonar o no con un capacitor teniendo en cuenta que deje pasar un ancho de banda si es preciso. Finalmente el circuito queda como mostramos



Así, teniendo en cuenta el diámetro del posible ferrite que insertemos, realizamos las siguientes adopciones

- $D \triangleq 0,5 \text{ cm}$ → diámetro de la bobina (se supone disponía este tamaño del ferrite)
- $\phi / s \triangleq 1$ → paso = diámetro alambre esmaltado / paso
- $\phi \triangleq 0,5 \text{ mm}$ → diámetro alambre esmaltado
- $N \triangleq 40$ → cantidad de espiras (número cómodo para tomar una derivación n-ésima)

lo que nos permitirá hallar

$$l = \phi \cdot N = 2 \text{ cm} \rightarrow \text{longitud de la bobina}$$

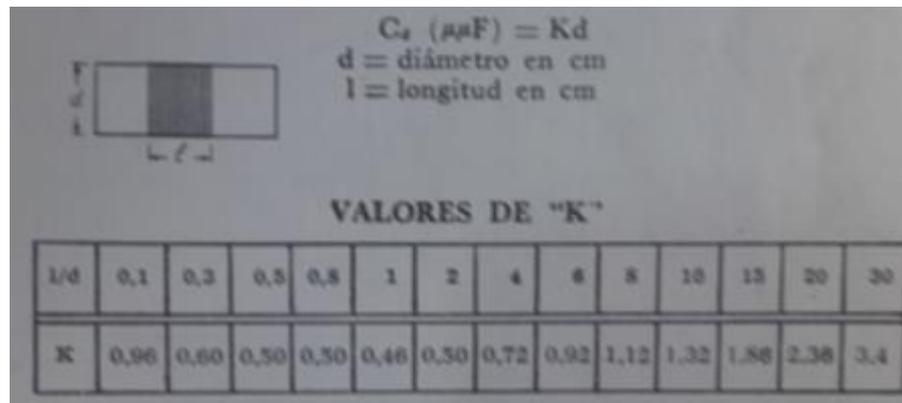
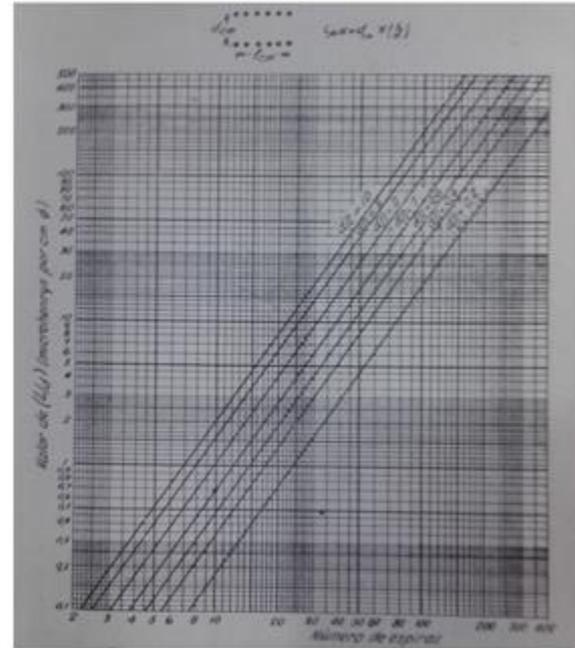
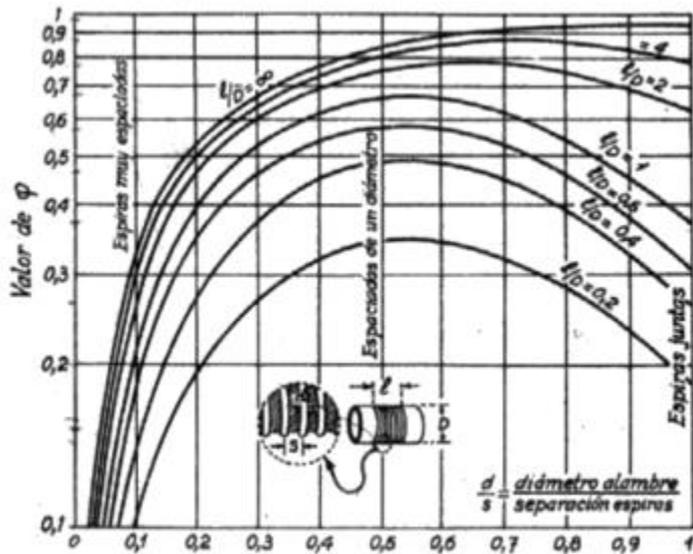
$$D/l = 0,5/2 = 0,25$$

y remitiéndonos a los ábacos y tabla

$$(L/D) = 3,5 \Rightarrow L = (L/D) D = 3,5 \cdot 0,5 = 1,75 \mu\text{H}$$

$$\phi = 0,63 \Rightarrow Q = 75 D \phi \sqrt{f} = 75 \cdot 0,25 \cdot 0,63 \sqrt{30} = 130$$

$$K = 0,72 \Rightarrow C = K D = 0,72 \cdot 0,5 = 0,36 \text{ pF}$$



por lo que finalmente

$$R_p = Q \omega L = 130 \cdot 2\pi \cdot 30 \cdot 1,75 = 9870 \Omega \rightarrow \text{aquí se ha despreciado el reflejo de la RRECEPTOR que prácticamente no influye}$$

$$R_o \stackrel{\Delta}{=} R_x // R_p \Rightarrow R_x = 309 \Omega \rightarrow \text{elegimos } 330 \Omega$$

$$C + C_x = 1 / \omega^2 L \Rightarrow C_x = 61,8 \text{ nF} \rightarrow \text{elegimos } 47 \text{ nF y probamos}$$

$$R_o / n \stackrel{\Delta}{=} (R_x // R_p) / n \stackrel{\Delta}{=} R_{RECEPTOR} \Rightarrow n = R_o / R_{RECEPTOR} = 300 / 78 = 3,84 \rightarrow \sim 10^0 \text{ espira}$$

Ejercicio 7

Calcular los componentes de la salida y de la polarización del circuito amplificador clase B *push-pull* en RF sin modulación con el fin de obtener por lo menos 100 mW en la resistencia que vemos de antena. Adoptar lo necesario y verificar. Despreciar capacitancias distribuidas.

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

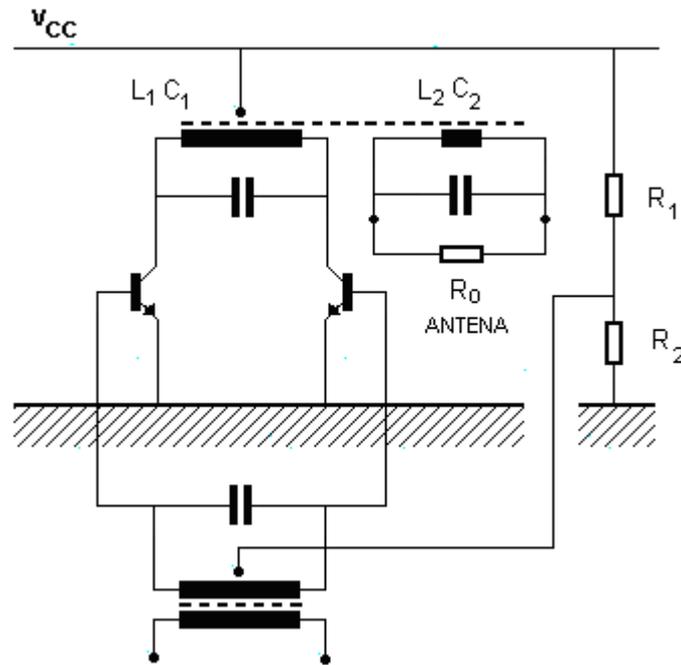
$$f = 30 \text{ MHz}$$

$$R_o = 75 \Omega$$

$$k = 10 \%$$

$$Q = 30$$

$$\beta = 150$$



Solución

Para polarizar en clase B simplemente llevamos a la tensión en la base $V_B=0,55\text{ V}$ (teóricamente $0,6\text{V}$). Así, por ejemplo, si adoptamos una resistencia podremos calcular la otra

$$R_2 \triangleq 1\text{ k}\Omega \Rightarrow R_1 = R_2 (V_{CC}/V_B - 1) = 1 \cdot (12 / 0,55 - 1) = 20,8\text{ k}\Omega \rightarrow 22\text{ k}\Omega \text{ (valor comercial asegura el corte)}$$

Adoptamos un par de bobinados (recordemos que será dato de fabricación $Q = 30$ efectivos a esta frecuencia) que luego verificaremos

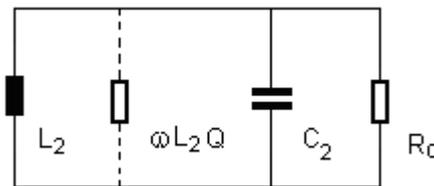
$$L_1 = 1\ \mu\text{H} \text{ y } L_2 = 0,01\ \mu\text{H} \\ \Rightarrow M = k \cdot \sqrt{L_1 L_2} = 0,1 \cdot \sqrt{1 \cdot 0,1} = 0,01\ \mu\text{H}$$

y con ello las sintonías

$$C_1 \sim 1 / \omega^2 L_1 = 1 / 2\pi \cdot 30 \cdot 1 \sim 28\text{ pF} \\ C_2 \sim 1 / \omega^2 L_2 = 1 / 2\pi \cdot 30 \cdot 0,1 \sim 2,8\text{ nF}$$

Hallamos la reactividad del secundario

$$Q_2 = (R_o // \omega L_2 Q) / \omega L_2 = (75 // 2\pi \cdot 30 \cdot 0,01 \cdot 30) / 2\pi \cdot 30 \cdot 0,01 = 17,1 \rightarrow Q \text{ cargado en el secundario}$$



Finalmente con el dato de la potencia requerida en la antena podremos encontrar la tensión pico que precisamos sobre ella

$$P_o = (V_o/\sqrt{2})^2 / R_o \Rightarrow V_o = \sqrt{2 R_o P_o} = \sqrt{2 \cdot 75 \cdot 0,1} = 3,9\text{ V}$$

por lo que deducimos la tensión necesaria en el primario y la verificamos para que pueda darse

$$V_{L1} \sim V_o / (MQ_2 / L_1) = 3,9 / (0,01 \cdot 17,1 / 1) \sim 22 \text{ V} < 2V_{CC} \rightarrow \text{correcto, sino se debe cambiar las adopciones de } L_1 \text{ y } L_2$$

Seguido podemos ver ejemplos de distintos resultados

L1 μH	L2 μH	M μH	ωL2 Ω	ωL2Q Ω	R _o // ωL2Q Ω	Q ₂	V _{L1} V
1	0,1	0,0316	18,8	564	66	3,52	35
1	0,05	0,022	9,4	282	59	6,3	28
1	0,01	0,01	1,88	56,4	32	17,1	22

Modulador de MF en alto nivel

Cuando la modulación se produce en la misma salida de potencia, se denomina "alto nivel".

La implementación que veremos consiste en un oscilador tipo sintonía entrada-salida, usando las condiciones sencillas de Barkhausen para interpretarlo, y que se lo modula cambiando la ganancia a través de la transconductancia del componente activo. Esta variación en la ganancia trae aparejado que la curva de Nyquist se modifique en amplitud y la frecuencia de oscilación ω_0 cercana al punto de inestabilidad "-1" por lo tanto cambie.

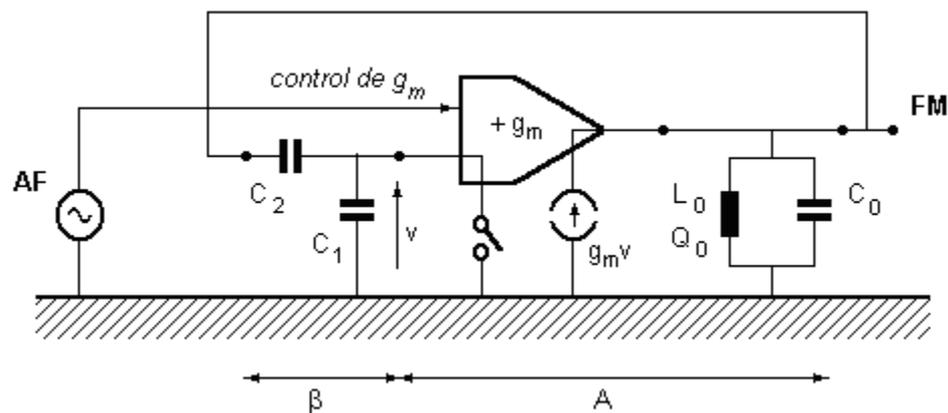
Teoría de funcionamiento

El esquema muestra un amplificador no inversor de transconductancia g_m (en realidad cualquier componente activo a alta frecuencia responde transdinámicamente y_m por sus componentes distribuidos) de ganancia A y realimentación β

$$\omega_0^2 = 1 / L_0 C_0$$

$$A = A(\omega) \rightarrow A(\omega_0) \sim g_m \cdot R_o Q_0^2 \exp j \theta$$

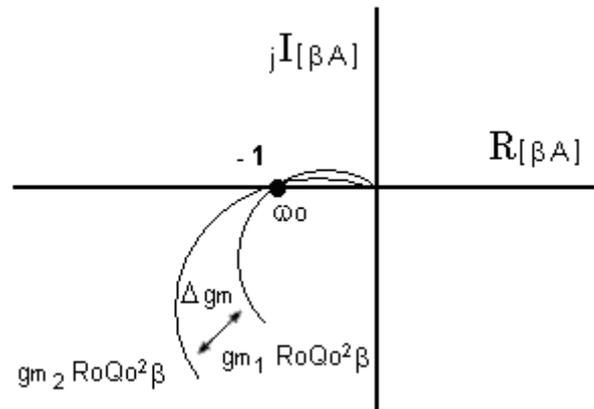
$$\beta = C_2 / (C_1 + C_2) \exp j \phi \approx \beta(\omega)$$



La condición de Barkhausen es, por Nyquist

$$1 + A(\omega_0) \beta \geq 0$$

y al controlarle la ganancia variará la inestabilidad de ω_0 dentro de la zona del ancho de banda del sintonizado en una magnitud $\pm \Delta\omega$.



En cuanto a la condición de fase también estará satisfecha, porque no se rotará la misma en el amplificador ni tampoco en la red de realimentación ya que es un simple divisor capacitivo.

Ejemplo de aplicación

Podemos conseguir el efecto esperado con un TBJ debidamente polarizado en clase A y en configuración base común para que no invierta la señal. El audio AF directamente se sumará a la polarización de la corriente de colector para conseguir el cambio de transconductancia por medio de la expresión conocida

$$g_m \sim I_c / V_T \quad \text{donde a temperatura ambiente } V_T \sim 25 \text{ mV (se corre } \sim -2 \text{ mV/}^\circ\text{C)}$$

por lo que

$$\Delta g_m \sim \Delta I_c / V_T$$

y la condición de oscilación será

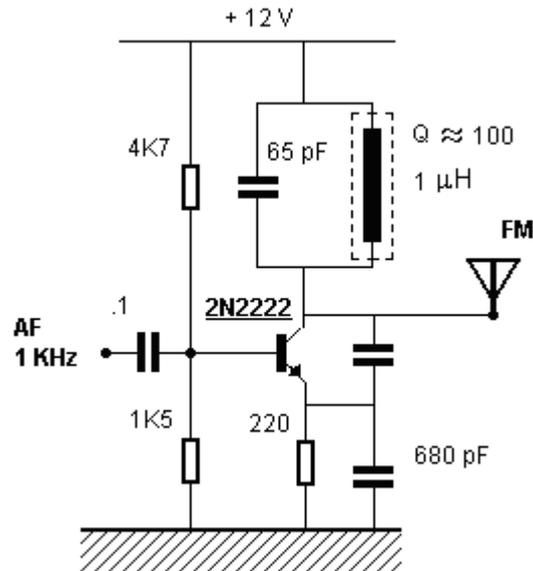
$$1 + A(\omega_0) \beta = 1 + g_m \cdot R_o Q_o^2 \cdot [C_2 / (C_1 + C_2)] = 1 + I_c R_o Q_o^2 \cdot [C_2 / (C_1 + C_2)] / V_T \geq 0$$

Ejercicio

Para la siguiente implementación de un modulador de FM, despreciando las capacitancias de cableado y la resistencia de radiación de la antena que será un simple chicote, se pide:

- 1º) Calcular la magnitud teórica del condensador de realimentación
- 2º) Determinar la amplitud máxima de AF sin deformación y máxima salida de potencia de FM

Del manual de hoja de datos del dispositivo para una corriente de 10 mA y tensión de 10 V en colector se han obtenido las siguientes magnitudes aproximadas: $C_{bc} = 8 \text{ pF}$, $C_{be} = 25 \text{ pF}$, $g_m = 10 \text{ mS}$.



Podemos determinar primeramente lo que esté especificado por la polarización

$$I_C = 12V \cdot 1K5 / (4K7 + 1K5) - 0,6V / 220 \Omega \sim 10 \text{ mA} \rightarrow \text{correcto, coincide con los datos del manual}$$

$$V_{CE} = 12V - I_C 220 \Omega \sim 10 \text{ V} \rightarrow \text{correcto, coincide con los datos del manual}$$

$$g_m = I_C / V_T = 10 \text{ mS}$$

Ahora determinamos los parámetros en juego

$$C_o = 65 \text{ pF} + C_{bc} = 73 \text{ pF}$$

$$C_1 = 680 \text{ pF} + C_{be} = 705 \text{ pF}$$

$$R_{colector} = h_{22} e^{-1} // \omega_o L_Q \sim \omega_o L_Q = 11,3 \text{ k}\Omega$$

$$R_{emisor} = 220 \Omega // g_m^{-1} = 68 \Omega$$

y con ello la portadora generada y la ganancia directa

$$f_o = 1 / 2 \pi (L_o C_o)^{1/2} = 18,6 \text{ MHz}$$

$$A(\omega_o) = g_m R_{colector} = 113$$

Verifico que la R_{emisor} no rote la fase. Tengamos en cuenta que, como estamos muy justos en las magnitudes, para despreciar algo bastará con que sean cerca de unas quince o veinte veces y que, siendo números en el plano (complejos como por ejemplo una reactancia frente a una resistencia), será suficiente un apartamiento de 4 veces —fijese: $(1^2 + 4^2)^{1/2} \sim 4$. Así entonces

$$1 / \omega_o C_1 = 12,1 \Omega \leq R_{emisor} / 4 = 17 \Omega \rightarrow \text{correcto}$$

Finalmente usando la condición de Barkhausen hallo el condensador de realimentación

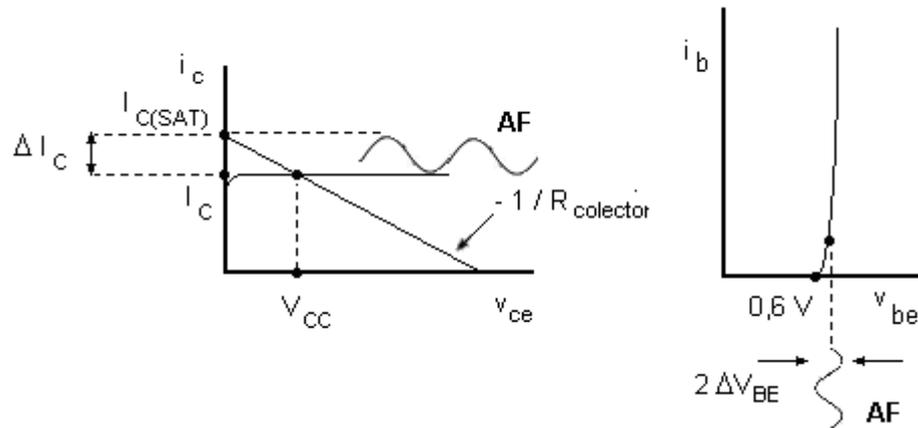
$$\beta = C_2 / (C_1 + C_2) = 1 / A(\omega_o) \Rightarrow C_2 = C_1 / [A(\omega_o) - 1] = 6,3 \text{ pF}$$

Seguido nos proponemos hallar la máxima salida sin deformación.

En primer lugar verificamos que el capacitor del emisor no se descargue al audio

$$X_{680\text{pF}} = 1 / 2\pi \cdot 1 \text{ kHz} \cdot 680 \text{ pF} = 234 \text{ k}\Omega \gg 220 \Omega \rightarrow \text{correcto}$$

Con la ayuda de las gráficas podemos plantear



$$i_c = I_{C(SAT)} - v_{ce} / R_{colector}$$

$$I_C = I_{C(SAT)} - V_{CC} / R_{colector} \Rightarrow I_{C(SAT)} = 11 \text{ mA}$$

$$\Delta I_C = I_{C(SAT)} - I_C = 1 \text{ mA}$$

por lo que nos da una máxima señal posible de amplitud modulante

$$\Delta V_B = \Delta V_{BE} + \Delta V_E \sim \Delta V_E \sim \Delta I_C \cdot 220 \Omega = 220 \text{ mV}$$

Modulador de MF en bajo nivel

Cuando la modulación se produce antes de la salida de potencia, se denomina "alto nivel".

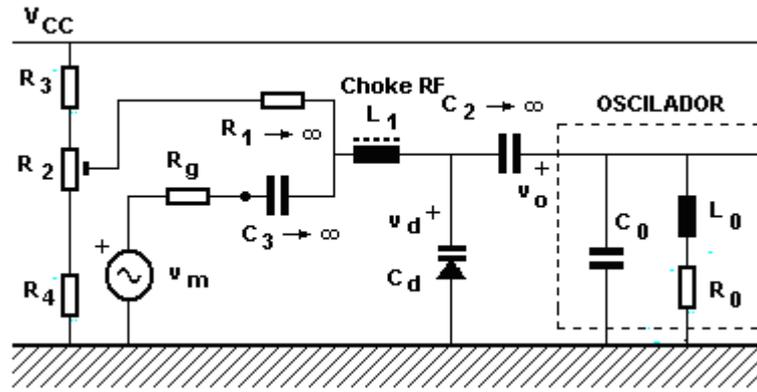
La implementación que veremos consiste en ir cambiando la sintonía de un oscilador con la ayuda de una capacitancia controlada por tensión. Con este fin se pueden implementar las siguientes configuraciones:

- Con un diodo varactor
- Con una reactancia variable

Modulador de MF con un diodo varactor

El diodo varactor (o varicap) es un diodo polarizado inversamente de tal manera que su capacitancia de transición pueda ser controlada con dicha variación de voltaje. Si la frecuencia no es muy alta, es decir a la RF clásica de hasta unas decenas de megahertz, perfectamente cualquier diodo común (no de fuentes de alimentación) y no necesariamente varactor, puede ser aprovechado al efecto.

Seguido se muestra una implementación típica. Dependiendo de la frecuencia de trabajo lógicamente el circuito cambiará. Seguidamente observamos uno posible para ser realizado en RF con un oscilador cualquiera.



La sintonía del oscilador se encuentra polarizada por la capacitancia C_{d0} en reposo del diodo varicap debido a la continua que le otorga la alimentación V_{CC} atenuada k veces por las resistencias

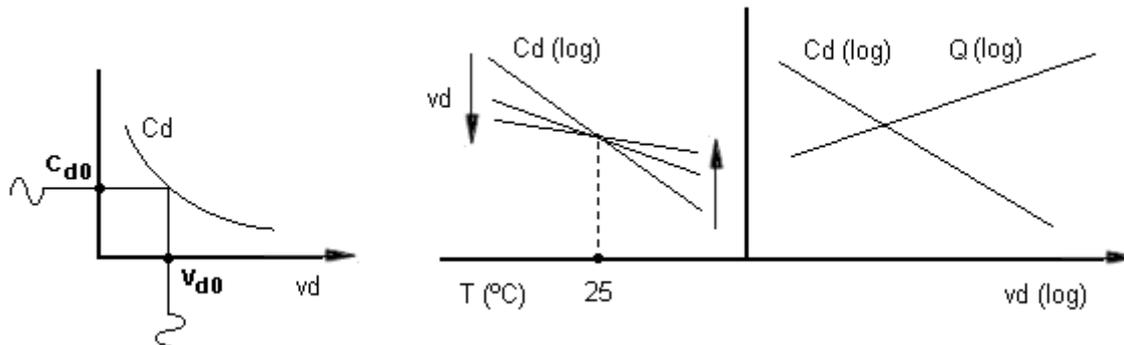
$v_m = V_m \cos \omega_m t \rightarrow$ armónico de la Banda Base modulante

$\omega_c^2 = 1 / L_0(C_0 + C_{d0}) \rightarrow$ portadora sin modular

$V_{d0} = k V_{CC} \rightarrow$ tensión continua de polarización

$C_d [\text{pF}] \sim A [\text{adimensional}] / v_d [\text{V}]^\gamma \sim C_{d(v_d=0)} [\text{pF}] / \sqrt{1 + 2 v_d [\text{V}]} \rightarrow$ típicos $1 \text{ pF} < C_d < 70 \text{ pF}$

$\Rightarrow \Delta C_d \sim B \cdot \Delta v_d \rightarrow$ expresión válida para pequeños corrimientos



siendo Q la reactividad del varicap (típico: $3 < Q < 200$); k la atenuación del divisor R_2 - R_3 - R_4 que determinará la polarización V_{d0} (típico: $0 \text{ V} < V_{d0} < 30 \text{ V}$); A , B y γ (típico: $0,1 < \gamma < 1$) los datos del varactor provistos por su fabricante o deducidos de él.

Es de considerar en estos circuitos que están diseñados para trabajar a una alta frecuencia, pudiendo comprenderse hasta varios cientos de megahertz, que las capacitancias distribuidas no son despreciables. Para simplificar podemos considerar a todas ellas como una total C_p en derivación con el capacitor de sintonía C_0 del oscilador local.

Para el diseño podemos conocer la magnitud de A y de γ si nos remitimos a sus datos directos o gráficos otorgados por el fabricante, o bien por una previa experimentación, puesto que si obtenemos la capacitancia del diodo para dos puntos de la curva resultan

$$C_{d\max} = A / v_{d\min}^\gamma$$

$$C_{d\min} = A / v_{d\max}^\gamma$$

$$\Rightarrow \gamma = \log(C_{d\max} / C_{d\min}) / \log(v_{d\max} / v_{d\min})$$

$$\Rightarrow A = C_{d\max} v_{d\min}^\gamma$$

En cuanto a la distorsión que genera la alinealidad del modulador, estudios al respecto que omitimos aquí por sencillez, muestran que la más prominente está dada por la ecuación

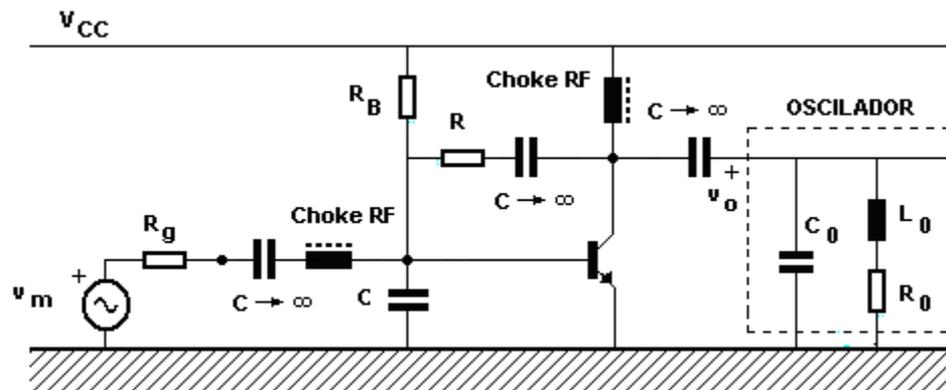
$$D [\text{veces}] \sim \{ 0,25 (1 + \gamma) - \{ 0,375 \gamma / [1 + (C_0 + C_p)/C_{d0}] \} \} V_m / V_{d0}$$

Modulador de MF por reactancia variable

De similar manera que el caso anterior, se configurará una inductancia equivalente Leq que pertenecerá a una reactancia equivalente Xeq y variable a ritmo de la señal moduladora

$$Xeq(v_m) \stackrel{\Delta}{=} s Leq(v_m)$$

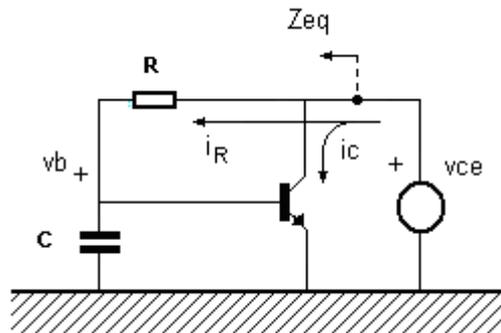
Entre muchas implementaciones que pueden hacerse, seguido mostramos una posible



donde vemos que la impedancia que ofrece el dispositivo es predominantemente inductiva

$$Zeq = v_{ce}/(i_c + i_R) \sim v_{ce}/i_c \sim i_R \cdot R / g_m \cdot v_b \sim (v_b \cdot sC) \cdot R / g_m \cdot v_b = s \cdot RC/g_m = 0 + j Xeq$$

$$\Rightarrow Leq \sim RC/g_m$$



y como la transconductancia cambiará con la señal modulante v_m , finalmente resulta la modulación de frecuencia esperada

$$g_m = g_m(v_m) \stackrel{\Delta}{=} \sim k v_m$$

$$\Rightarrow \omega_c = \omega_c(v_m) = 1 / \sqrt{[C_0 (L_0 + Leq(v_m))]} = (1 / \sqrt{C_0 (L_0)}) \cdot \sqrt{[1 + (kL_0/RC) \cdot v_m]}$$

Se deberá reparar aquí en que la distorsión es grande para amplias excursiones de la amplitud modulante v_m y con ello a su vez de la frecuencia de portadora ω_c porque como se ve es una función bastante alineal.

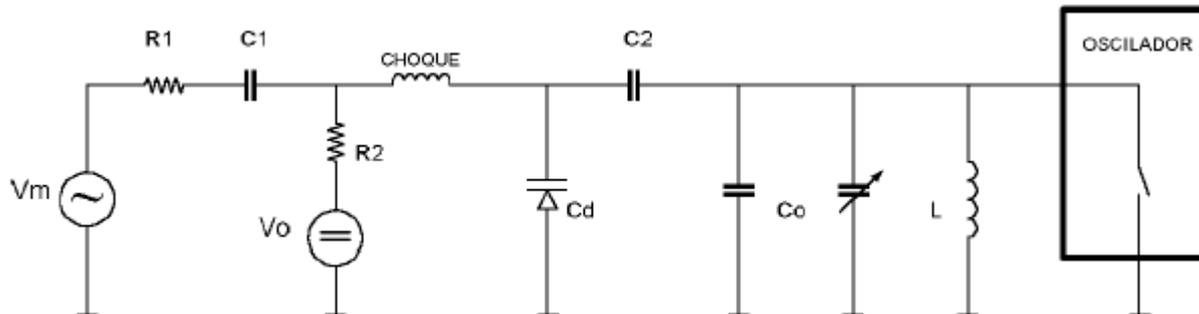
Ejercicios

Ejercicio 1

Disenar un Modulador de FM de acuerdo al circuito indicado en base a las siguientes especificaciones:

$f_c = 107 \text{ MHz}$ $\Delta f_{\text{máx}} = 75 \text{ kHz}$ $f_{\text{máx}} = 15 \text{ kHz}$ $f_{\text{mín}} = 30 \text{ Hz}$ $D \leq 3 \%$ $R1 = 15 \text{ k}\Omega$

Diodo varactor BB105A



Solución

De la hoja de datos del varicap obtenemos de una manera aproximada, puesto que la frecuencia y la temperatura serán posiblemente otros al llevar el circuito a la práctica, los datos siguientes:

$C_{d2} = 5 \text{ pF}$ $C_{d1} = 4 \text{ pF}$ $v_{d2} = 25 \text{ V}$ $v_{d1} = 3 \text{ V}$

Oznaczenie wyrobu	Parametry graniczne $t_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$			Parametry charakterystyczne $t_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$											
	U_R	U_{RM}	I_P	C_r przy $f_p = 1 \text{ MHz}$		U_R	$\frac{C_r/U_{R1}}{C_r/U_{R2}}$ przy		U_{R1}	U_{R2}	r_s	Q	r_s lub Q przy	f_p	C_r
	V	V	mA	pF		V			V	V	Ω		MHz	pF	
	max	max	max	min	max		min	max			max	min/typ/			
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13			
BB 104 ^{1/}	30		100	34	42	3	2,5	2,8	3	30	0,4	135	100	38	
BB 104 B ^{1/}	30		100	37	42	3	2,5	2,8	3	30	0,4	135	100	38	
BB 104 G ^{1/}	30		100	34	39	3	2,5	2,8	3	30	0,4	135	100	38	
BB 105 A ^{3/}	28	30		2,3	2,8	25	4	5	3	25	0,8		470	9	
BB 105 AD ^{3/}	28	30		2,2	2,8	25	4,5	6	3	25	0,8		470	9	
BB 105 B ^{3/}	28	30		2,0	2,3	25	4,5	6	3	25	0,8		470	9	
BB 105 G ^{3/}	28	30		1,8	2,8	25	4	6	3	25	1,2		470	9	
BB 105 GD ^{3/}	28	30		1,8	2,8	25	4,5	6	3	25	1,2		470	9	
BB 109 J/x	28	30		4,3	6,0	25	4,3	6	3	25	/280/		50	3	

permitiéndonos hallar

$$\gamma = \log(C_{d2}/C_{d1}) / \log(v_{d2}/v_{d1}) = \log(5/4) / \log(25/3) = 0,105 \text{ (veces)}$$

$$A = C_{d2} v_{d1}^\gamma = 5 \cdot 3^{0,105} = 5,61 \text{ (veces)}$$

$$B \stackrel{\Delta}{=} \Delta C_d / \Delta v_d = (C_{d2} - C_{d1}) / (v_{d2} - v_{d1}) = (5 - 4) / (25 - 3) = 0,0454 \text{ pF/V}$$

y con ello adoptar

$$C_{d0} \stackrel{\Delta}{=} (C_{d2} + C_{d1}) / 2 = (5 + 4) / 2 = 4,5 \text{ pF}$$

$$C_d \sim A / v_d^\gamma \Rightarrow v_{d0} \sim (A / C_{d0})^{1/\gamma} = (5,61 / 4,5)^{1/0,105} = 8,16 \text{ V} \rightarrow v_{d0} \text{ del enunciado}$$

también

$$V_{CC} \triangleq 12 \text{ V}$$

$$L \triangleq 0,1 \mu\text{H}$$

Por lo tanto

$$C_0 + C_{d0} = 1 / \omega c^2 L = 1 / (2\pi 107)^2 0,1 = 22,1 \text{ pF}$$

$$\Rightarrow C_0 = (C_0 + C_{d0}) - C_{d0} = 22,1 - 4,5 = 17,6 \text{ pF} \rightarrow \text{elección de TSC6 que ajustará parásitas de conexiones}$$

PART NO.	MIN. CAP. (PF)	MAX. CAP. (PF)	TEMP. COEFF. PPM/°C	Q FACTOR @ 1MHz Cmax
KCT5 1.3-3.0	1.3 max	3.0 ⁺⁵⁰ / ₋₀ %	NP0 ± 250	500min.
KCT5 2.0-5.0	2.0 max	5.0 ⁺⁵⁰ / ₋₀ %	NP0 ± 250	500min.
KCT5 3.0-10.0	3.0 max	10.0 ⁺⁵⁰ / ₋₀ %	N450 ± 300	500min.
KCT5 4.2-20.0	4.2 max	20.0 ⁺⁵⁰ / ₋₀ %	N450 ± 300	500min.
KCT5 5.2-30.0	5.2 max	30.0 ⁺⁵⁰ / ₋₀ %	N750 ± 300	500min.
KCT5 6.8-40.0	6.8 max	40.0 ⁺⁵⁰ / ₋₀ %	N1200 ± 500	300min.
KCT5 9.0-50.0	9.0 max	50.0 ⁺⁵⁰ / ₋₀ %	N1200 ± 500	200min.
KCT5 11.0-60.0	11.0 max	60.0 ⁺⁵⁰ / ₋₀ %	N1200 ± 500	200min.
KCT5 13.0-70.0	13.0 max	70.0 ⁺⁵⁰ / ₋₀ %	N1200 ± 500	200min.
KCT5 13.0-90.0	13.0 max	90.0 ⁺⁵⁰ / ₋₀ %	N1200 ± 500	200min.



Trimmer TSC6

Podemos hallar la señal moduladora necesaria

$$\omega c_{\text{máx}}^2 = 1 / (C_0 + C_{d\text{mín}}) L$$

$$\omega c_{\text{mín}}^2 = 1 / (C_0 + C_{d\text{máx}}) L$$

$$\Rightarrow C_{d\text{mín}} = 1 / \omega c_{\text{máx}}^2 L - C_0 = 1 / (\omega c + \Delta \omega c_{\text{máx}})^2 L - C_0 = 1 / [2\pi(107 + 0,075)]^2 0,1 - 17,6 \sim 4,49 \text{ pF}$$

$$\Rightarrow C_{d\text{máx}} = 1 / \omega c_{\text{mín}}^2 L - C_0 = 1 / (\omega c - \Delta \omega c_{\text{máx}})^2 L - C_0 = 1 / [2\pi(107 - 0,075)]^2 0,1 - 17,6 \sim 4,51 \text{ pF}$$

$$\Rightarrow V_m = \Delta v_d / 2 \sim (\Delta C_d / B) / 2 = (C_{d\text{máx}} - C_{d\text{mín}}) / 2B = (5,51 - 4,49) / 2 \cdot 0,0454 = 0,22 \text{ V} \rightarrow \text{tensión pico modulante}$$

Verificamos la distorsión obtenida

$$D \sim \{ 0,25 (1 + \gamma) - [0,375 \gamma / (1 + C_0/C_{d0})] \} V_m / V_{d0} =$$

$$= \{ 0,25 (1 + 0,105) - [0,375 \cdot 0,105 / (1 + 17,6 / 4,5)] \} 0,22 / 8,16 = 0,00766 \rightarrow 0,76 \% < 3 \% \rightarrow \text{correcto}$$

Para los diseños de los componentes restantes se pueden considerar por ejemplo

$$X_{Cd0}(\omega m \text{ máx}) \triangleq R1 // R2 \Rightarrow R2 = 15 \text{ k}\Omega \rightarrow \text{frecuencia de corte en altas de la moduladora}$$

$$X_{C1}(\omega m \text{ mín}) \triangleq R1 + R2 \Rightarrow C1 \sim 150 \text{ nF} \rightarrow \text{frecuencia de corte en bajas de la moduladora}$$

$$X_{C2}(\omega c) \ll X_{Cd0}(\omega c) \Rightarrow C2 = 10 \text{ nF} \rightarrow C2 \text{ impide que la señal del oscilador ingrese a la etapa moduladora}$$

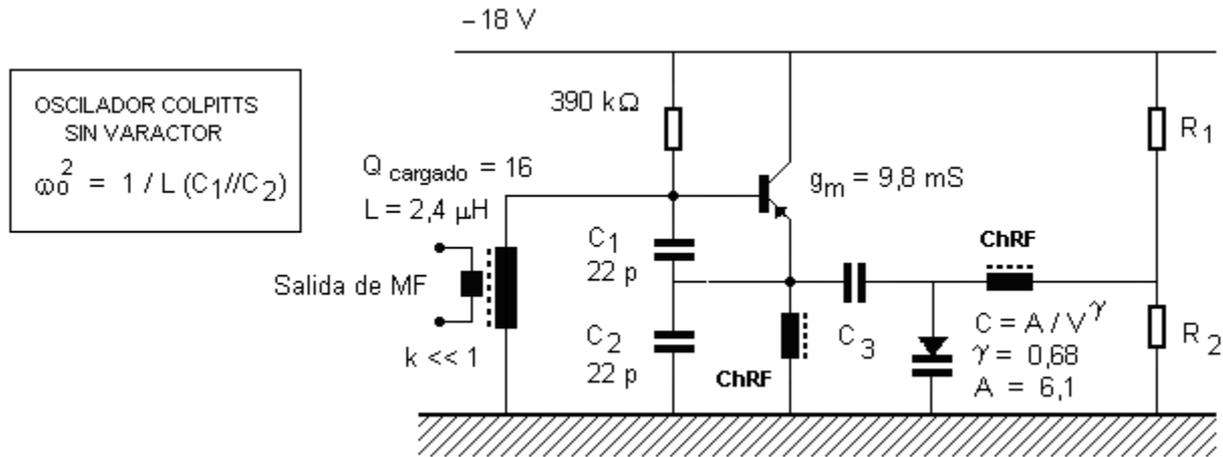
$$X_{CHOQUE}(\omega c) \gg R1 // R2 \Rightarrow \text{CHOQUE} \geq 1 \text{ mH} \rightarrow \text{toda la RF caerá sobre el choque}$$

Ejercicio 2

Al siguiente circuito oscilador Colpitts se lo quiere modular en MF a 30 MHz con un varactor conforme se especifica.

1º) Calcular R1, R2 y C3. Despreciar todas las capacidades distribuidas y parásitas.

2º) Se desea cambiar en 30 kHz la portadora (0,1 %) al seguir un salto de tensión modulante de 0-1 V en 1 ms de tiempo, usando un generador que tiene 1 kΩ de resistencia interna. Entonces se pide idear y calcular un circuito debidamente acoplado que permita el efecto.



Solución

1º) Hallamos la capacitancia total C_t a resonancia y de allí obtenemos los datos del varactor

$$C_t = 1 / L \omega_0^2 = 1 / 2,4 \cdot (2\pi \cdot 30)^2 = 11,7 \text{ pF}$$

$$C_t = C_1 // (C_2 + C_d) \Rightarrow C_d = 3 \text{ pF}$$

$$\Rightarrow V_{R2} = (A / C_d)^{1/\gamma} = (6,1 / 3)^{1/0,68} = 2,83 \text{ V}$$

y si adoptamos por ejemplo $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ entonces

$$V_{R2} = V_{CC} R_2 / (R_1 + R_2)$$

$$\Rightarrow R_1 = (V_{CC} / V_{R2} - 1) R_2 = 5,36 \text{ k}\Omega \rightarrow \text{debe ser exacto, por el cual se usará un } \textit{preset} \text{ multivuelta}$$

Para estimar el condensador de acople, simplemente podemos elegir una magnitud que no altere a las capacidades de sintonía

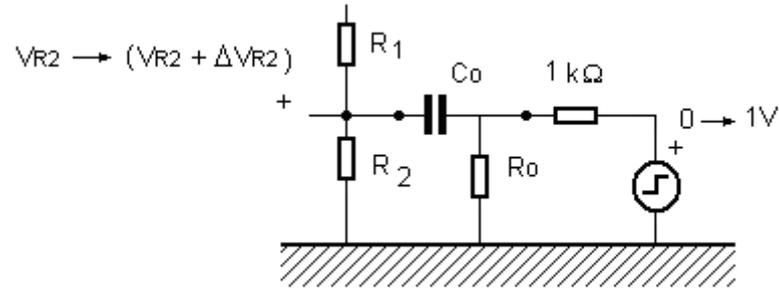
$$C_3 \stackrel{\Delta}{=} 1 \text{ nF} \gg C_t$$

2º) Para no hacer cálculos largos, teniendo presente que el cambio 1/1000 es prácticamente trabajar sobre la zona lineal de las ecuaciones, podemos aproximar

$$\partial \omega_0 / \omega_0 \sim \partial V_{R2} / V_{R2} \sim 1/1000$$

$$\Rightarrow \Delta V_{R2} = V_{R2} / 1000 = 2,83 \text{ mV}$$

y con el simple circuito RC elegido resulta



$$\Delta VR_2 = 10 \text{ V} \cdot R_x / (R_x + 1 \text{ k}\Omega) \text{ donde } R_x \stackrel{\Delta}{=} R_0 // R_1 // R_2$$

$$\Rightarrow R_x = 1 \text{ k}\Omega / (\Delta VR_2 / 10 \text{ V} - 1) = 2,83 \Omega$$

$$\Rightarrow R_0 = 1 / (1/R_x - 1/R_1 - 1/R_2) \sim 2,83 \Omega \rightarrow \text{se adopta algo comercial como } 3,3 \Omega \text{ o mejor una } R // R \text{ multivuelta}$$

Para la estimación del C_0 que deberá dejar pasar el flanco con facilidad hacemos que la constante de tiempo que provea deje pasar sin dificultad al transitorio

$$(R_1 // R_2 + R_0 // 1 \text{ k}\Omega) C_0 \gg 1 \text{ ms} \Rightarrow C_0 \stackrel{\Delta}{=} 47 \mu\text{F} \rightarrow \text{adoptado}$$

Demodulación de Modulación de Amplitud (MA)

Generalidades

Básicamente toda demodulación (o discriminación) consiste en un proceso que demarca una transcripción de la banda base $2B$ del dominio de la alta frecuencia de portadora ω_c al B de las bajas. Las ecuaciones y los dibujos siguientes pretenden explicar lo que se dice

$$v_m(t) = mV_C \cos \omega_m t \rightarrow \text{señal modulante (armónico de la Banda Base de ancho de banda } B)$$

$$v_c(t) = V_C \cos \omega_c t \rightarrow \text{señal portadora}$$

$$v_o(t) = V_O (1 + m \cos \omega_m t) \rightarrow V_C (m \cos \omega_m t \cos \omega_c t + \cos \omega_c t) =$$

$$= V_C \{ \cos (\omega_c t) + (m/2) [\cos (\omega_c + \omega_m)t + \cos (\omega_c - \omega_m)t] \}$$

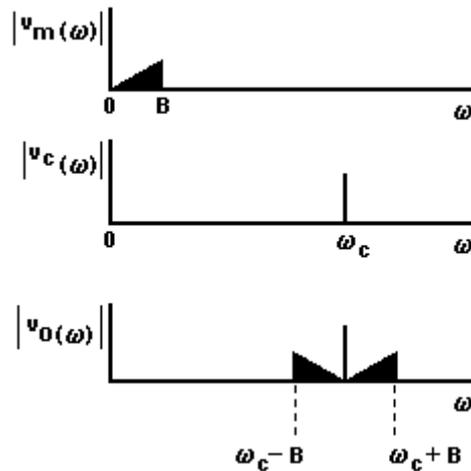
\rightarrow modulación MA

$$v_o(t) = (mV_C / 2) [\cos (\omega_c + \omega_m)t + \cos (\omega_c - \omega_m)t]$$

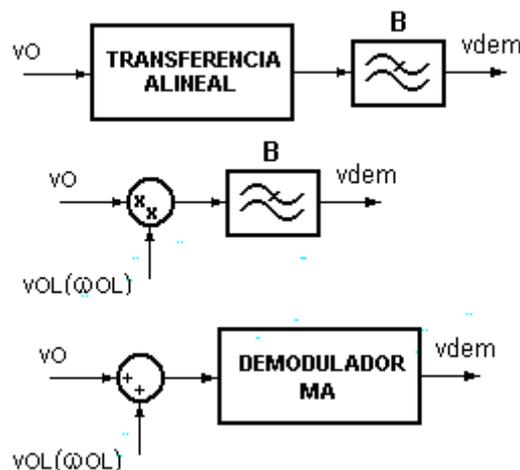
\rightarrow modulación DBL-PS

$$v_o(t) = (mV_C / 2) \cos (\omega_c - \omega_m)t$$

\rightarrow modulación BLU



El criterio de la demodulación de amplitud de $v_o(\omega)$ aquí estudiado consiste **básicamente** en tres cometidos (hay otros como la técnica de “4 cuadrantes”, etc.): primero pasar la modulación por un elemento alineal (segmental rectilíneo, cuadrático, etc.); segundo, heterodinarla con una nueva portadora local $v_{OL}(\omega_{OL})$, de tal manera que en ambos casos se producirá un rico contenido armónico reproduciendo la banda B de bajas frecuencias que luego se podrá recoger con un filtro de paso bajo; y tercero, reinyectando la portadora cuando falte para luego tratarla clásicamente. Seguido dibujamos los tres casos



El tratamiento de una señal MA

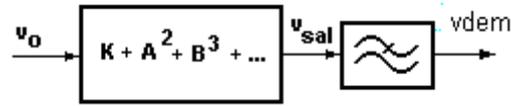
Siempre que se distorsione una señal porque se la pase por una transferencia alineal se generarán armónicas. Esta implementación es usualmente la que se emplea en este tipo de demodulación.

A continuación planteamos las ecuaciones de comportamiento

$T = T(v_0) \rightarrow$ Transferencia alineal con factores A, B... pequeños

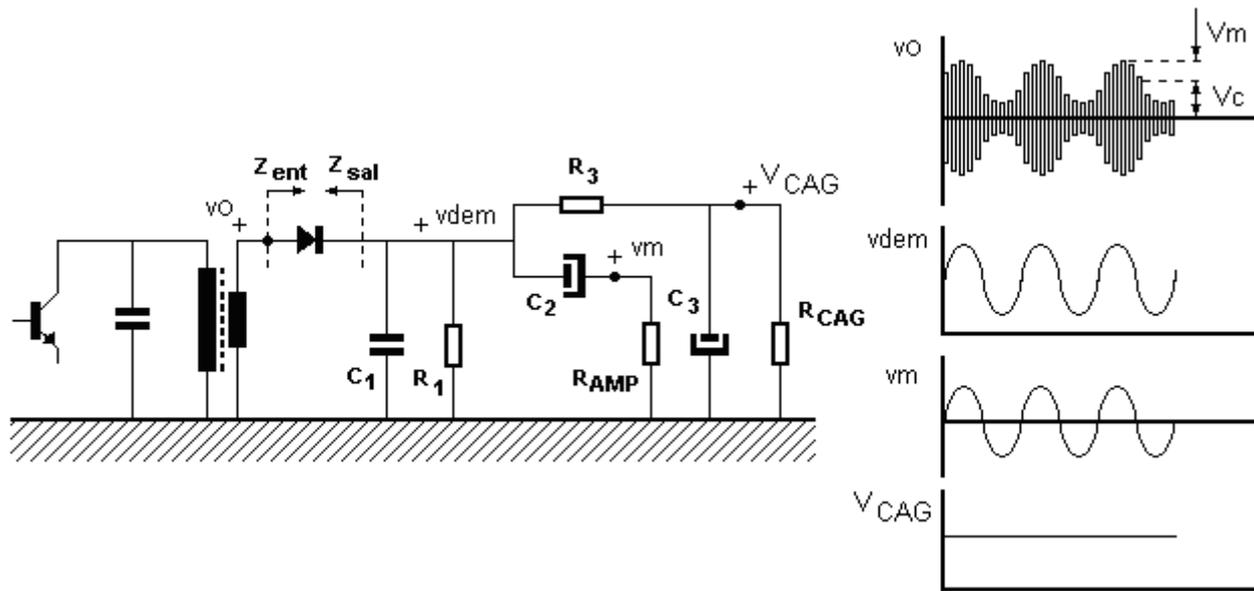
$$v_{sal} = K v_0 + A v_0^2 + B v_0^3 + \dots = K V_C (1 + m \cos \omega_m t) + A V_C^2 (1 + m \cos \omega_m t)^2 + \dots = K V_C + K V_C m \cos \omega_m t + A V_C^2 + 2A V_C^2 m \cos \omega_m t + A V_C^2 m^2 \cos^2 \omega_m t + \dots$$

$$v_{dem} \rightarrow \sim K V_C m \cos \omega_m t$$



Obtención con elemento segmental rectilíneo

Esta obtención es la más común. La salida rectificadora y filtrada es usada, según el circuito que aplicamos, tanto para rescatar la señal útil que demodulamos v_{dem} de AF sobre una resistencia de entrada al amplificador R_{AMP} siguiente, como para obtener una tensión continua en el control automático de ganancia CAG del receptor y que llamamos V_{CAG}.



En efecto, para la fundamental (armónica n = 1) resulta

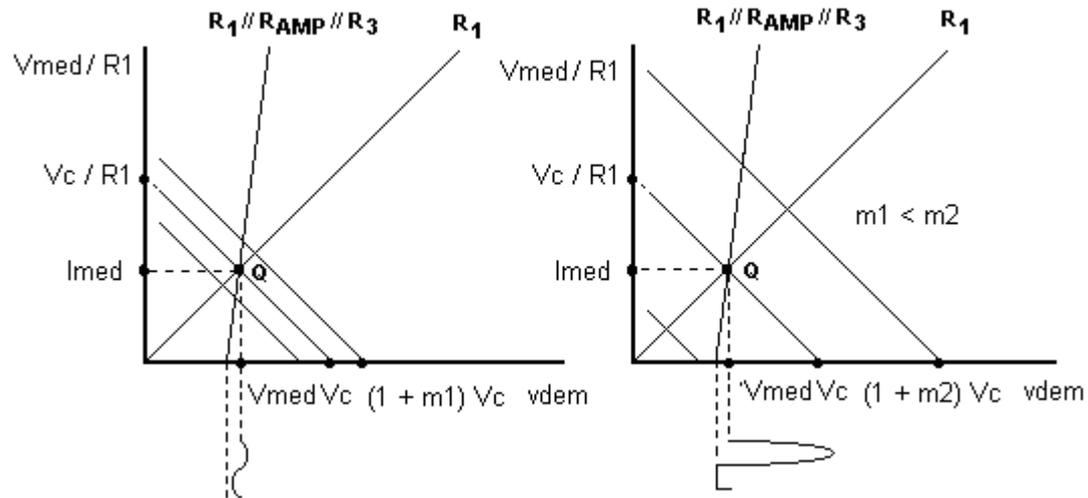
$$\begin{aligned}
 v_{dem} &= v_{sal(n=1)} \rightarrow \int v_o \, \delta t = \int V_c \{ \cos(\omega_c t) + (m/2) [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t] \} \, \delta t \rightarrow \\
 &\rightarrow V_c \{ \text{sen}(\omega_c t) / \omega_c + (m/2) [\text{sen}(\omega_c + \omega_m)t / (\omega_c + \omega_m) + \text{sen}(\omega_c - \omega_m)t / (\omega_c - \omega_m)] \} \sim \\
 &\sim V_c / \omega_c \{ \text{sen}(\omega_c t) + (m/2) [\text{sen}(\omega_c + \omega_m)t + \text{sen}(\omega_c - \omega_m)t] \} \rightarrow V_c (1 + m \cos \omega_m t) \text{sen}(\omega_c t) / \omega_c \\
 V_{CAG} &= v_{sal(n=0)} = V_c (1 + m \cos \omega_m t) \cdot R_{CAG} / (R_3 + R_{CAG})
 \end{aligned}$$

El recorte de crestas - En verdad este demodulador en teoría impide una modulación del 100 % —no así en la práctica por la alinealidad de la curva del rectificador y la imperceptibilidad del efecto. Esto ocurre cuando la acción dinámica hace pivotear el punto de trabajo Q por dicha modulación, como muestran las gráficas (que se han idealizado como rectas), y se produce por consiguiente un *recorte de las crestas*. Obtenemos aquí entonces la condición

$$I_{med} \sim V_c / R_1 = m V_c / (R_1 // R_{AMP} // R_3)$$

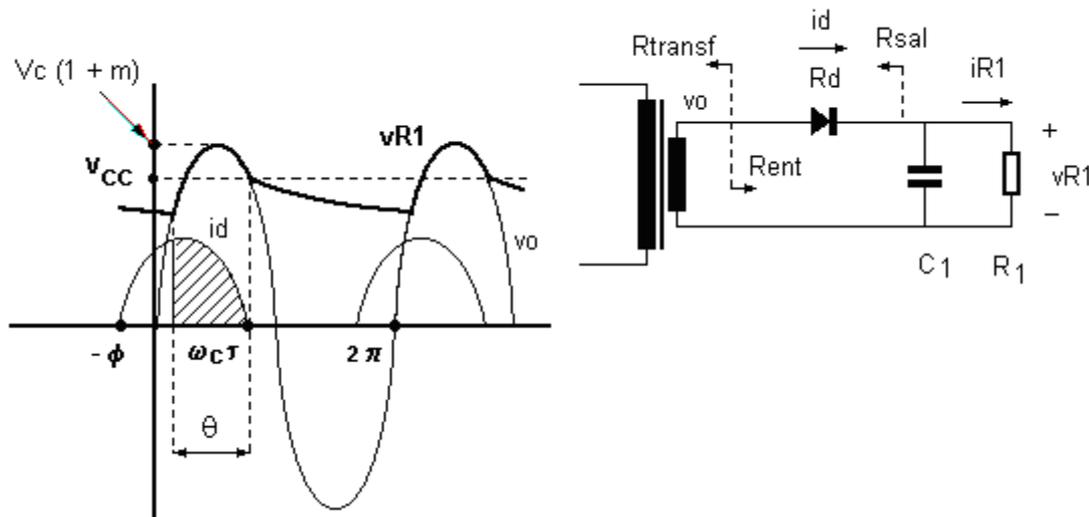
y de aquí es que resulta el límite mencionado

$$m \leq R_{AMP} // R_3 / (R_{AMP} // R_3 + R_1) = 1 / [1 + R_1 (1/R_{AMP} + 1/R_3)] = R_{ALterna} / R_{CONTInua} \rightarrow \text{recorte de las crestas}$$

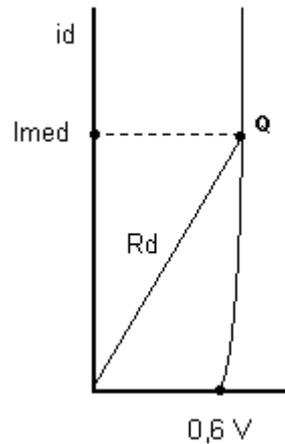


Impedancia de entrada al rectificador - Para diseñar la sintonía del filtro de sintonía simple precedente que obtiene una *frecuencia intermedia* FI de recepción, es importante conocer la impedancia de entrada al circuito demodulador que será prácticamente resistiva y hemos llamado R_{ent} .

Con este fin analizamos al mismo cuando el rectificador de media onda posee un ángulo de conducción θ y una resistencia estática que ofrece el diodo R_d al punto de trabajo dinámico.



Esta resistencia del diodo R_d se la aproximará como fija pero en verdad cambia con la amplitud de la modulación. Podemos aproximarla considerando el promedio estático para el silicio $\sim 0,6V/I_{med}$ (si fuera germanio $\sim 0,2V/I_{med}$)



Se puede aproximar teóricamente con un análisis sin modulación ($m \sim 0$) a la R_{ent} buscada si igualamos la potencia que se le entrega (con la condición $R_{transf} \ll R_1$) y sólo la disipada en la carga porque la del diodo es despreciable

$$v_o = V_c (1 + m) \cos \omega c t \rightarrow V_c \cos \omega c t$$

$$\eta \triangleq V_{cc} / V_c \approx 1 \rightarrow \text{rendimiento de detección}$$

$$P_{ent} = (V_c / \sqrt{2})^2 / R_{ent} \sim (\eta V_c)^2 / R_1$$

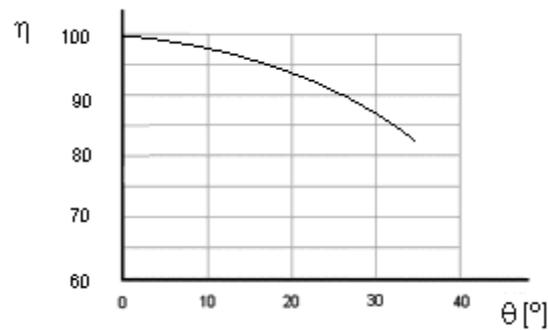
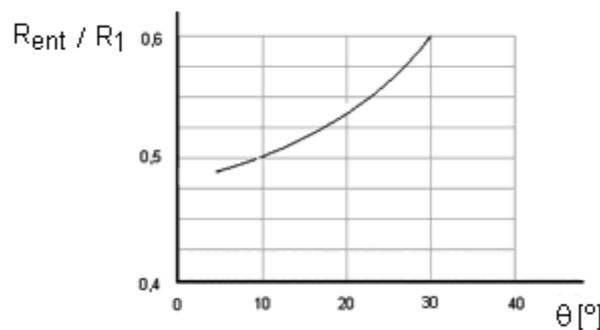
$$\Rightarrow R_{ent} \sim R_1 / 2\eta^2 \approx R_1 / 2 \rightarrow \text{expresión válida sin carga en } R_1 \text{ y que } R_{transf} \ll R_1$$

donde vemos que para altos rendimientos ($\eta \sim 1$), que es lo más común, la R_{ent} se independiza prácticamente de la resistencia del diodo R_d . En otras palabras, pongamos un rectificador de germanio o silicio será lo mismo y no cambiará la carga del sintonizado de la última FI; **podrá por lo tanto no considerarse para el diseño esta R_d .**

Un estudio teórico más detallado de esta cuestión, que por su escasa importancia no realizamos, muestra lo siguiente donde la R_d y η están contempladas en θ (aquí deberá valer $\theta < 30^\circ$ y se corresponde para los casos prácticos perfectamente)

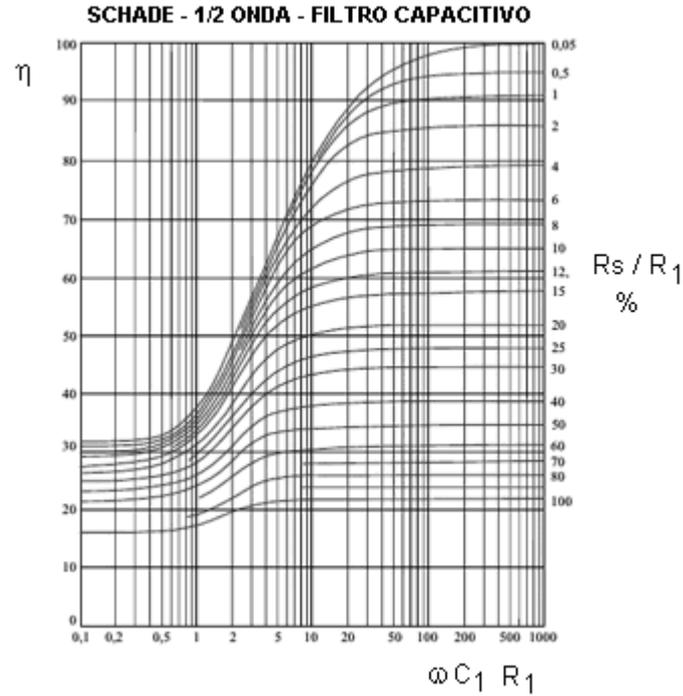
$$R_{ent} = R_1 (\tan \theta - \theta) / (\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta) \rightarrow \text{expresión válida sin carga en } R_1 \text{ y que } R_{transf} \ll R_1$$

$$\eta \approx \cos \theta \rightarrow \text{numéricamente también } \cos \theta \approx \sin \theta / \theta$$



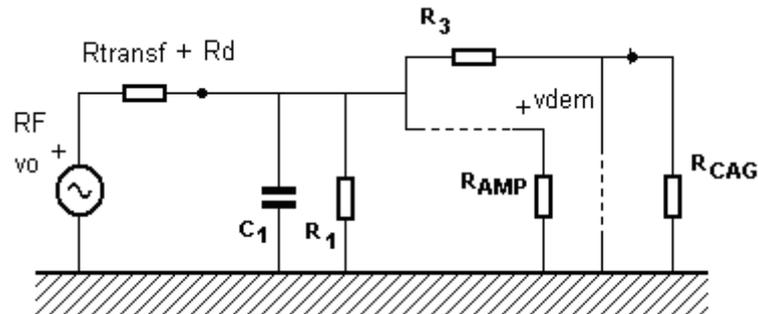
Otra forma de hallar este rendimiento η puede recurrirse **aproximadamente** al ábaco del alemán Otto H. Schade (1903-1981), porque debe tener en cuenta que el mismo fue diseñado para un diodo valvular que posee otras características. Aquí la resistencia que se llama R_s vale lo siguiente

$$R_s \triangleq R_{transf} + R_d$$



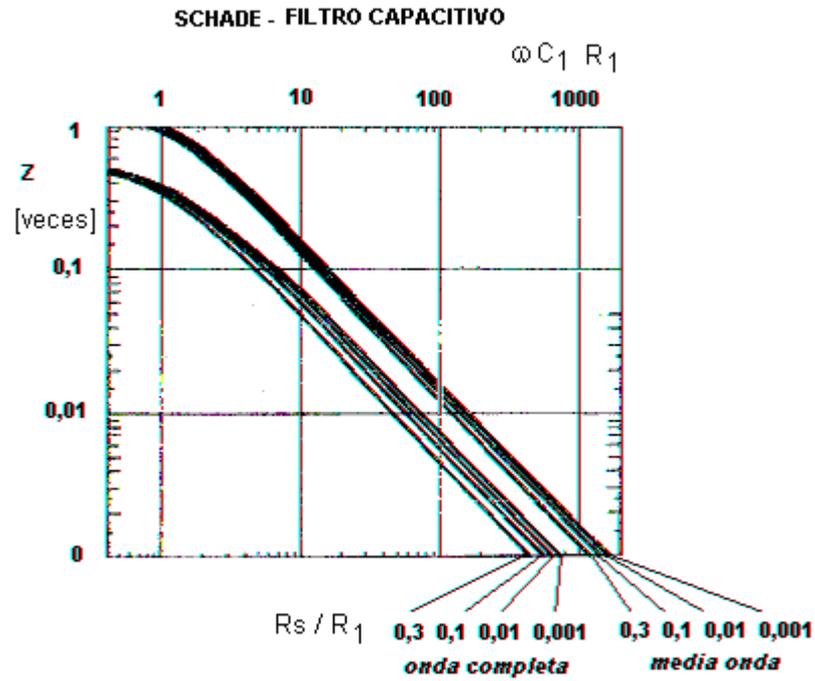
Otra manera de hallar este rendimiento η de manera muy aproximada pero eficiente y rápida para tener idea de lo que ocurre, será considerar al sistema como un simple atenuador para la RF. El pico de tensión de portadora V_c se verá atenuada por esta magnitud ofreciendo una carga continua sobre C_1

$$\eta \approx (R_1 // R_{AMP} // R_3) / R_{sal} + (R_1 // R_{AMP} // R_3)$$



Si se estuviera interesado en conocer la magnitud efectiva de ruido demodulado, puede hallarse estimativamente este *ripple* (o **zumbido z**) con otra curva de Schade definida como

$$z \triangleq \frac{\Delta}{V_{cc}} = V_{R1eficaz} / V_{cc}$$



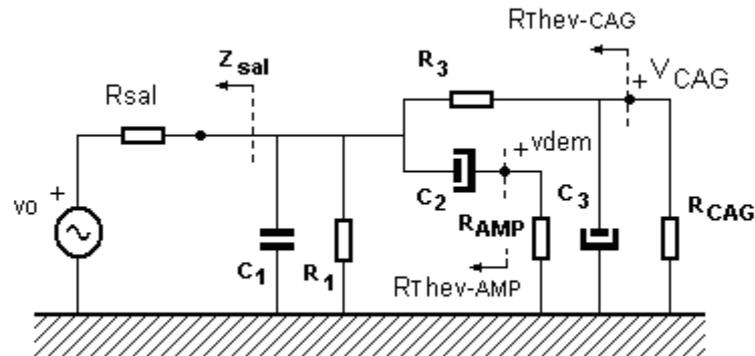
Impedancia de salida del rectificador -

La impedancia de salida del rectificador es prácticamente resistiva pura R_{sal} , y se halla definida en un contexto circuital de la frecuencia demodulada, es decir, de la Banda Base.

Es posible demostrar que el circuito equivalente siguiente expresa una magnitud de esta resistencia (aquí deberá valer $\theta < 30^\circ$ y se corresponde para los casos prácticos perfectamente)

$$R_{sal} \sim \pi R_s / \theta$$

$$v_o(t) = \eta V_o (1 + m \cos \omega_m t) = V_{CAG}(0) + v_{dem}(0)$$



donde

$$V_{CAG}(0) = \eta V_o$$

$$v_{dem}(0) = \eta V_o m \cos \omega_m t$$

resultando finalmente

$$V_{CAG}(0) = V_{CAG}(0) R_{CAG} / (R_{Thev-CAG} + R_{CAG}) = \eta V_o R_{CAG} / (R_{Thev-CAG} + R_{CAG})$$

$$v_{dem}(0) = v_{dem}(0) R_{AMP} / (R_{Thev-AMP} + R_{AMP}) = \eta V_o m R_{AMP} / (R_{Thev-AMP} + R_{AMP}) \cdot \cos \omega_m t$$

Determinación del capacitor de filtro de portadora RF – Básicamente a C1 se lo podrá adoptar teniendo en cuenta sus regímenes máximos admisibles para no distorsionar ni atenuar.

Debe C1 ser lo suficientemente grande como para filtrar la RF que podríamos simplificar con la siguiente expresión

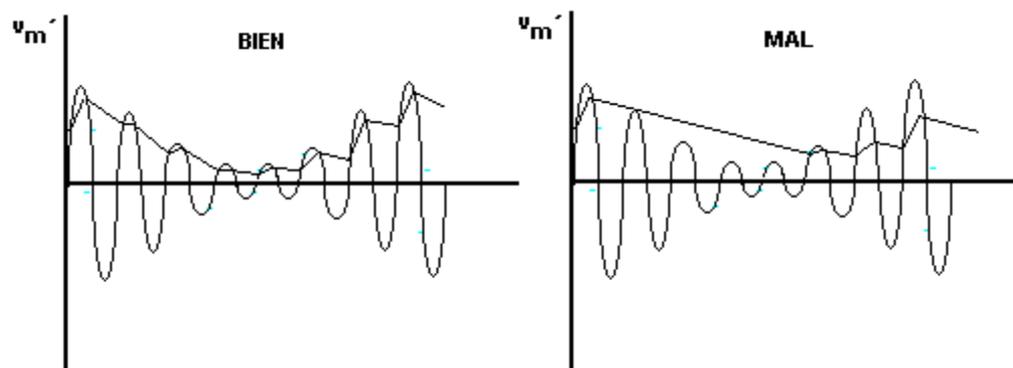
$$1 / \omega_c C_1 \ll R_1$$

y lo suficientemente pequeño como para no filtrar la Banda útil, o bien aprovecharlo para que produzca la frecuencia de corte en los agudos teniendo presente la resistencia de salida equivalente R_{sal} del rectificador

$$1 / \omega_c C_1 = (R_1 // R_{AMP} // R_3) + R_{sal}$$

siendo un tercer requisito que, debido a la alinealidad del sistema, pueda descargarse sin producir un *recorte diagonal* a la señal útil

$$1 / \omega_c C_1 \gg R_1 \rightarrow \text{recorte diagonal}$$



y sería posible también demostrar en esta oportunidad lo siguiente

$$m < [1 + (BR_1 C_1)^2]^{-1/2} \rightarrow \text{recorte diagonal}$$

En suma, calcular este condensador C1 es bastante crítico, alejándose todo sentido común del gran marco teórico necesario para comprender el tema. **En la práctica, por tanto, lo más usual y cómodo es, sencillamente, experimentarlo.** Esto es, ir cambiándolo hasta que el sistema responda convenientemente.

Determinación de los capacitores de filtro de demodulación AF y CAG – En cuanto al capacitor de acople C2, si pensamos que salimos con una tensión sobre R_1 de magnitud despreciable, éste puede ser diseñado por ejemplo como para que corte en bajas frecuencias. Nuestra Banda Base modulante que hemos denominado B estará compuesta entre un máximo $B = \omega_{m-máx}$ y otro mínimo $\omega_{m-mín}$. De esta manera tendremos un corte en bajas dado por

$$1 / \omega_{m-mín} C_2 \triangleq R_{AMP}$$

y otro en altas por

$$1 / \omega_{m-máx} C_1 \triangleq R_1 + R_{sal}$$

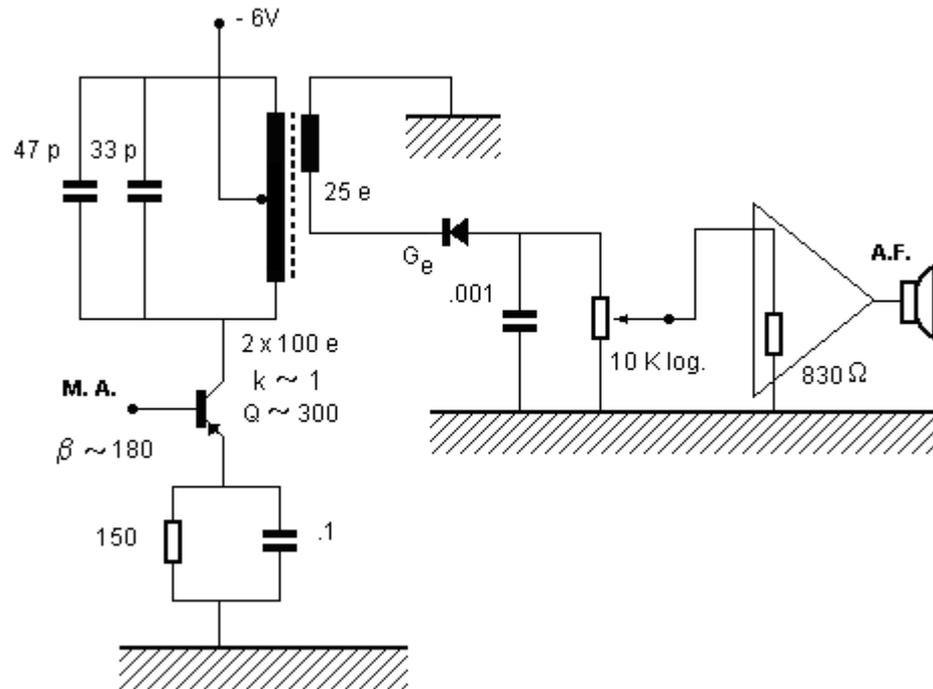
y al restante como para que integre la tensión destinada al CAG con la condición

$$1 / \omega_{m-mín} C_3 \gg R_3 // R_{CAG} \rightarrow C_3 R_3 // R_{CAG} \triangleq 0,1 \text{ s} \rightarrow \text{típico}$$

Ejercicios

Ejercicio 1

Para la siguiente implementación de FI a 500 KHz se pregunta cómo determinaría la máxima frecuencia modulante $f_{m\text{máx}}$ que no presente una deformación importante. Las capacitancias parásitas y distribuidas no se consideran.



Solución

$$L = 1 / \omega F I^2 (47 + 33) = 1,27 \text{ mH}$$

$$n = \frac{\Delta}{100} = (100 + 100) / 25 = 8$$

$$R_p = Q \cdot \omega F I L = 300 \cdot 3987 = 1,2 \text{ M}\Omega$$

$$R_{s\text{máx}} = n^2 \cdot 10k/2 = 320 \text{ k}\Omega$$

$$R_{s\text{mín}} = n^2 \cdot (10k/830)/2 = 24,5 \text{ k}\Omega$$

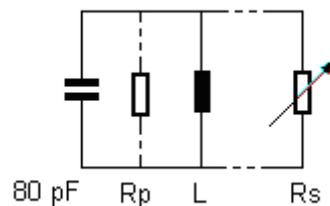
$$Q_{\text{máx}} = R_{s\text{máx}} / \omega F I L = 320 / 3987 = 80,3$$

$$Q_{\text{mín}} = R_{s\text{mín}} / \omega F I L = 24,5 / 3987 = 6,14$$

$$B_{\text{máx}} = \omega F I / Q_{\text{mín}} = 500 / 6,14 \rightarrow 81,4 \text{ kHz}$$

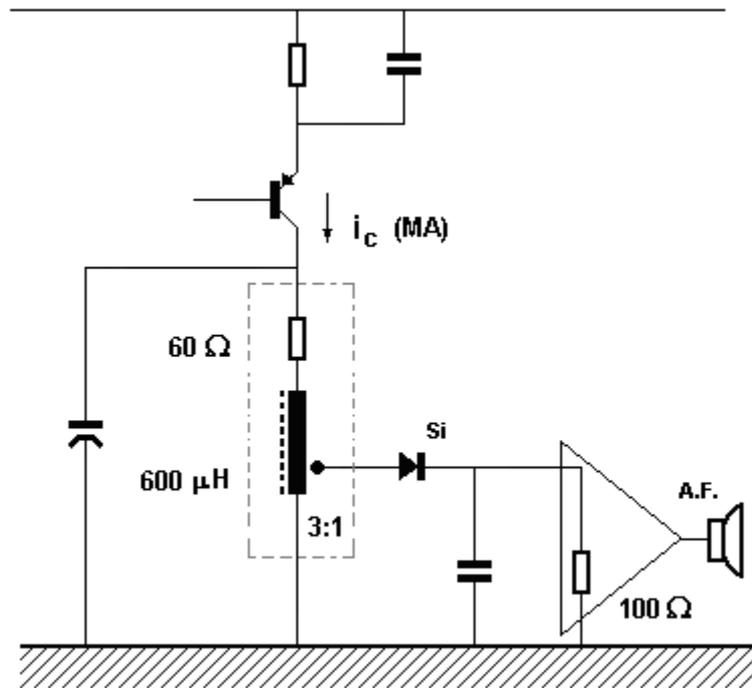
$$B_{\text{mín}} = \omega F I / Q_{\text{máx}} = 500 / 80,3 \rightarrow 6,22 \text{ kHz}$$

$$f_{m\text{máx}} = B_{\text{mín}} / 2 = 6,22 / 2 = 3,11 \text{ kHz}$$



Ejercicio 2

Calcular la mínima i_c pico de portadora de FI a 1 MHz que precisamos para que con una modulación del 50 % obtengamos por lo menos 1 V pico de un tono modulador de 1 kHz a la salida. La detección es óptima arrojando ángulos de conducción θ menores de 10 grados.



Solución

Hallamos de una manera general

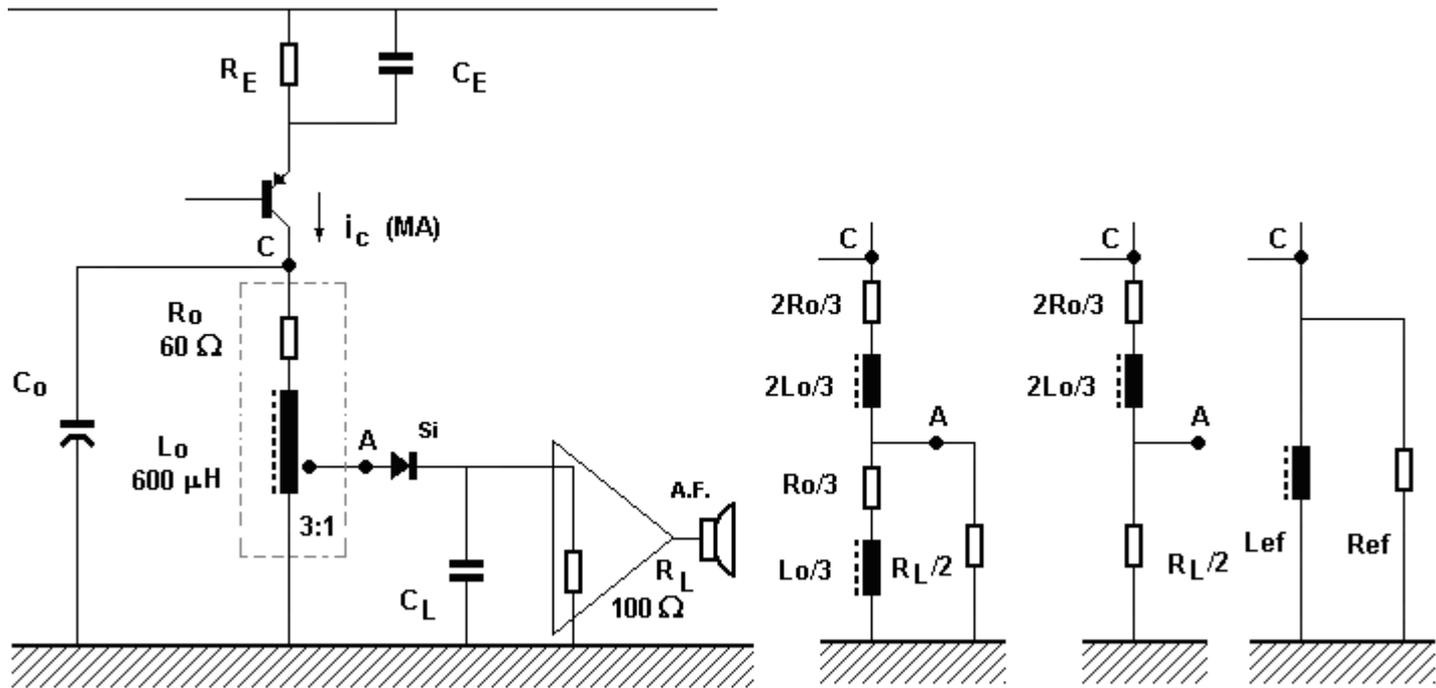
$$\eta = \cos \theta = 1$$

$$Q_{desc} = \omega_i L_o / R_o = 46,6$$

$$Q_{carg} = (\omega_i \cdot 2L_o/3) / (2R_o/3 + R_L/2) = (\omega_i \cdot 400 \mu H) / (40 \Omega + 50 \Omega) = 28$$

$$L_{ef} = 2L_o/3 = 400 \mu H$$

$$R_{ef} = (2R_o/3 + R_L/2) Q_{carg}^2 = 70,6 K\Omega$$

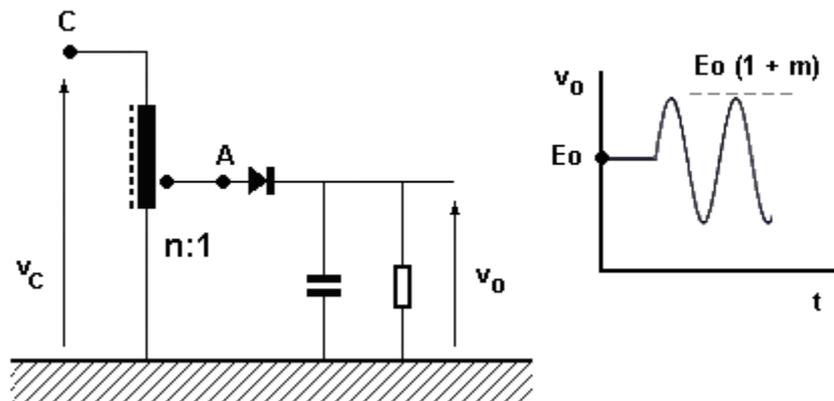


Siendo la tensión demodulada $v_o = E_o (1 + m \cos \omega_m t)$ resultan

$$E_o = (m E_o) / m = 1 \text{ V} / 0,5 = 2 \text{ V}$$

$$V_{C \text{ pico}} = n V_{A \text{ pico}} = n (0,6 + E_o) = 3 (0,6 + 2) = 7,8 \text{ V}$$

$$i_{C \text{ pico}} = V_{C \text{ pico}} / R_{\text{Ref}} = 7,8 / 70,6 \text{ k} = 110 \mu\text{A}$$



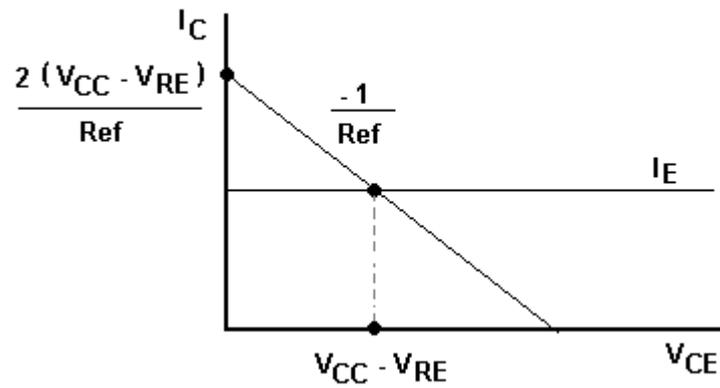
Apéndices

El máximo Q_{carg} estará dado por la posibilidad de que deje pasar el ancho de banda

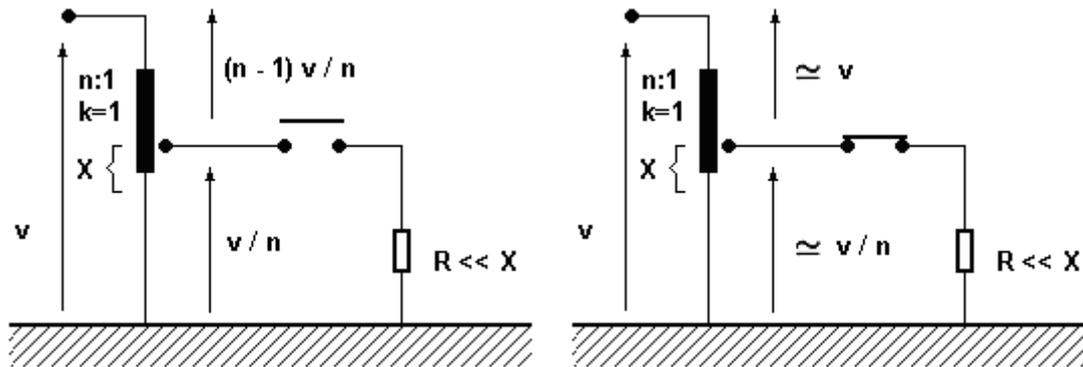
$$Q_{\text{carg}} \text{ máx} = \omega_i / 2.B = \omega_i / 2. 2\pi. 1\text{kHz} = 500$$

La polarización del TBJ deberá tener en cuenta la $i_{C \text{ pico}}$

$$I_E = V_{RE} / R_E = i_{C \text{ pico}}$$



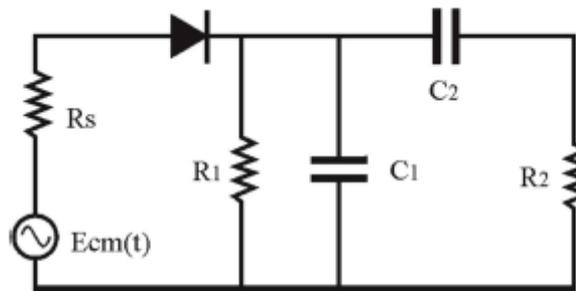
Sobre el comportamiento autoinductivo de una bobina



Ejercicio 3

Dado el siguiente circuito:

1. Calcular el m máximo admisible sin que se produzca deformación.
2. Calcular la tensión continua en $C1$ y el ripple superpuesto a ella cuando $m=0$.
3. Calcular la tensión demodulada cuando se modula a la portadora con el m máximo.
4. Hallar las frecuencias de corte inferior y superior.



$$R_s = 1K\Omega \quad R_1 = 5K\Omega \quad R_2 = 47K\Omega \quad C_1 = 7,5nF \quad C_2 = 2\mu F$$

$$E_{cm}(t) = 20V \cdot [(1+m \cdot \cos(\omega_m t)) \cdot \cos(\omega_c t)] \quad \omega_c = 2\pi \cdot 465KHz \quad \omega_m = 2\pi \cdot 5KHz$$

Solución

1.

Conforme a lo visto en la teoría (en nuestra terminología y análisis son: $\omega m=B$, $R_2 = R_{AMP}$, $R_3=\infty$, $E_{cm}=v_c$)

$$m < [1 + (BR_1C_1)^2]^{-1/2} \rightarrow \text{evita el recorte diagonal}$$

$$m \leq R_{AMP}/R_3 / (R_{AMP}/R_3 + R_1) = 1 / [1 + R_1 (1/R_{AMP} + 1/R_3)] \rightarrow \text{evita el recorte de las crestas}$$

$$\Rightarrow [1 + (BR_1C_1)^2]^{-1/2} = [1 + (2\pi \cdot 5000 \cdot 5000 \cdot 7,5)^2]^{-1/2} = 0,647$$

$$\Rightarrow R_{AMP}/R_3 / (R_{AMP}/R_3 + R_1) = 47000 / (47000 + 5000) = 0,903$$

por lo que $m_{\max} = 64,7 \%$

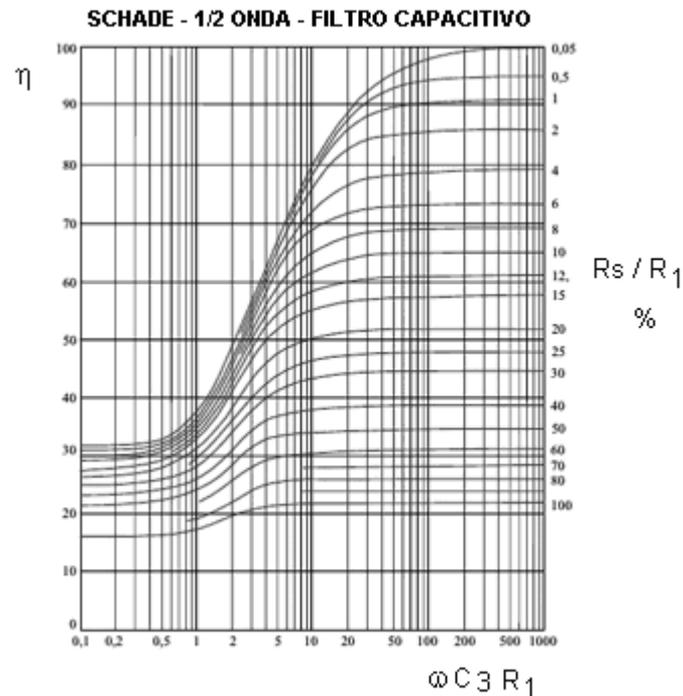
2.

Con la ayuda del ábaco de Schade para 1/2 onda y filtro capacitivo, despreciando el efecto de carga del RAMP-C2, hallamos

$$R_s/R_1 = 1000 / 5000 = 0,2$$

$$\omega C_1 R_1 = 2\pi \cdot 465 \cdot 7,5 \cdot 5000 = 109$$

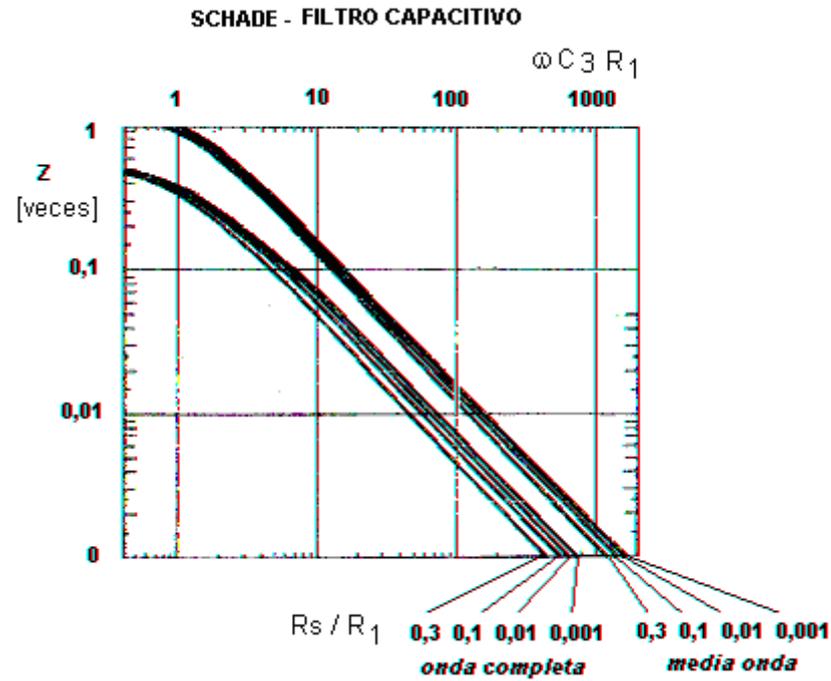
$$\Rightarrow \eta \sim 53\% \rightarrow \text{del ábaco de Schade}$$



$$\Rightarrow V_{cc} \triangleq \eta V_c = 0,53 \cdot 20 = 10,6 \text{ V} \rightarrow \text{tensión media sobre } C_1 \text{ con cualquier } 1 \geq m \geq 0$$

Para hallar estimativamente el *ripple* (o **zumbido z**) hay otra curva de Schade definida como

$$z \triangleq V_{R1\text{eficaz}} / V_{cc}$$



por lo que resulta de ábaco

$$z \sim 0,012 \rightarrow 1,2 \%$$

$$\Rightarrow VR_{1\text{eficaz}} = z \cdot V_{cc} = 0,012 \cdot 10,6 = 127 \text{ mV}$$

3.

$$VR_{1\text{máx}} = (1 + m_{\text{máx}}/2) \cdot V_{cc} = (1 + 0,647/2) \cdot 10,6 = 14 \text{ V}$$

4.

Conforme a lo visto en la teoría

$$1 / \omega_{m-\text{mín}} C_2 \triangleq R_{AMP}$$

$$1 / \omega_{m-\text{máx}} C_1 \triangleq R_1 + R_{sal}$$

$$R_{sal} \sim \pi R_s / \theta$$

$$\eta \approx \cos \theta$$

entonces

$$\omega_{m-\text{mín}} = 1 / C_2 R_{AMP} = 1 / 2 \cdot 47000 = 10,6 \text{ r} \rightarrow 1,7 \text{ Hz}$$

$$\omega_{m-\text{máx}} = 1 / C_1 (R_1 + R_{sal}) \sim 1 / C_1 (R_1 + \pi R_s / \text{arc cos } \eta) = 1 / 7,5 (5000 + \pi \cdot 1000 / \text{arc cos } 0,53) = 16450 \text{ r/s} \rightarrow 2,6 \text{ kHz}$$

Ejercicio 4

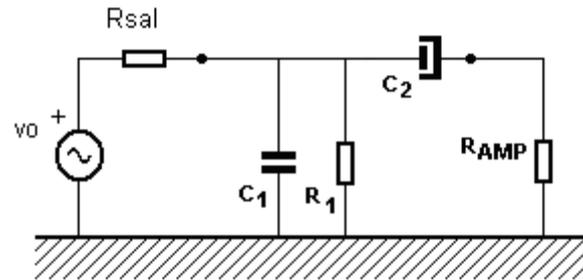
1. Analizar la respuesta en frecuencias del demodulador de MA con carga acoplada capacitivamente. Para ello, dibujar el circuito equivalente en bajas frecuencias y calcular las frecuencias de corte.
2. Calcular el ancho de banda del circuito sintonizado que alimenta al demodulador.

Solución

1. Ya se demostró al analizar teóricamente la **Determinación de los capacitores de filtro de demodulación AF y CAG** las frecuencias de corte, que tomando deducciones anteriores devienen

$$1 / \omega_{m-\text{mín}} C_2 \stackrel{\Delta}{=} R_{AMP}$$

$$1 / \omega_{m-\text{máx}} C_1 \stackrel{\Delta}{=} R_1 // R_{sal} \sim R_1 // \pi R_s / \theta \approx R_1 // \pi R_s / \arccos \eta = R_1 // \pi R_s / \arccos (V_{cc} / V_c)$$



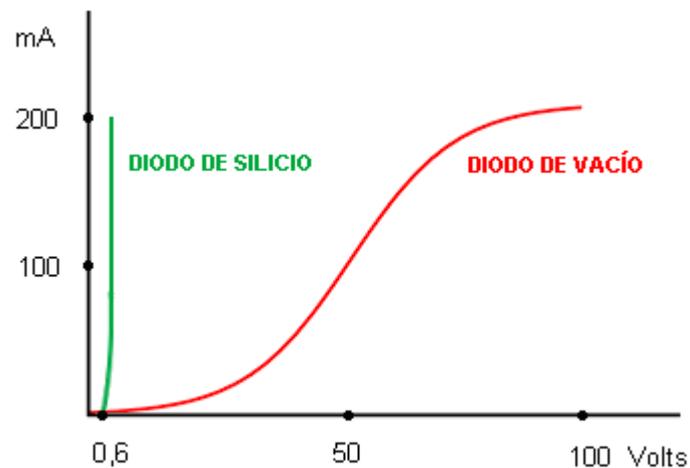
Ejercicio 5

Las fuentes de alimentación y los circuitos demoduladores de MA se implementan con circuitos similares e incluso se diseñan en base a las mismas curvas de Schade.

¿Cuáles son las diferencias de criterio de diseño para ambos circuitos?
Considerar el rendimiento, el zumbido, el diodo utilizado, el producto RC.

Solución

Las curvas de Schade consideran *válvulas diodo de vacío* (o *termoiónica*, creada por John Ambrose Fleming en 1904), cuyas características son muy diferentes a las de los semiconductores. Seguido comparamos las características ánodo-cátodo para ambos tipos de componentes



Una característica fundamental al compararlos es la resistencia estática R_D en ambos. Vemos, aproximadamente, que a unos 10 mA mientras que el diodo de juntura presenta 60Ω , la válvula posee 2500Ω . Esta alta resistividad del diodo en el caso de válvulas de vacío determina que el rendimiento de detección η sea bajo, tal vez del orden del 50 %, y por lo tanto debe considerarse en una detección, y no solo afectando a la tensión continua obtenible V_{cc} sino produciendo un ruido de *ripple* z importante.

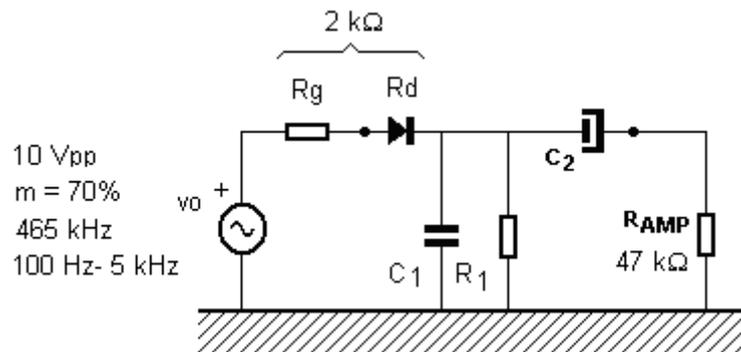
Ejercicio 6

Disenar un detector de AM que demodule una portadora de RF de 10 Vpp centrada en 465 kHz y modulada al 70% con frecuencias desde 100 Hz hasta 5 kHz.

La etapa amplificadora que sigue presenta una carga de 47 kΩ.

Considerar $R_d + R_g = 2 \text{ k}\Omega$.

Solución



Para prescindir de carga y usar ecuaciones sencillas adoptamos en lo posible

$$R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega \ll R_{AMP}$$

y verificamos el posible *recorte de las crestas*

$$R_{ALterna} / R_{CONTinua} = R_{AMP} / (R_{AMP} + R_1) = 47 / (47 + 2,2) = 0,955 \geq m \stackrel{\Delta}{=} 0,7 \rightarrow \text{recorte de las crestas}$$

Planteamos los regímenes del capacitor de filtro de RF

$$1 / \omega_{m-\text{m}\acute{a}x} C_1 \geq R_1 / R_{AMP} + (R_g + R_d) \rightarrow \text{corte en altas} \Rightarrow C_1 \leq 1 / 2\pi \cdot 5000 \cdot (2,2 / 47 + 2) = 7,58 \text{ nF}$$

$$m < [1 + (\omega_{m-\text{m}\acute{a}x} R_1 C_1)^2]^{-1/2} \rightarrow \text{recorte diagonal} \Rightarrow C_1 < 1 / 2\pi \cdot 5000 \cdot 2,2 (0,7^2 - 1) = 30,6 \text{ nF}$$

por lo que se adopta un valor comercial $C_1 = 4,7 \text{ nF}$

En cuanto al acople de AF estara dado por la frecuencia inferior

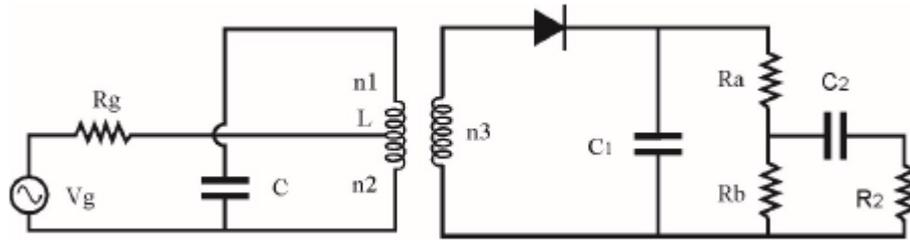
$$1 / \omega_{m-\text{m}\acute{i}n} C_2 \leq R_{AMP}$$

$$\Rightarrow C_2 \geq 1 / \omega_{m-\text{m}\acute{i}n} R_{AMP} = 1 / 2\pi \cdot 100 \cdot 47 = 33,8 \text{ nF} \rightarrow 1 \mu\text{F}$$

Ejercicio 7

En el demodulador de la figura, hallar el ancho de banda de la salida demodulada (sobre R2).

Dejar indicadas las ecuaciones y la forma de utilización de las curvas que fueran necesarias. Se considera un acople unitario del transformador.



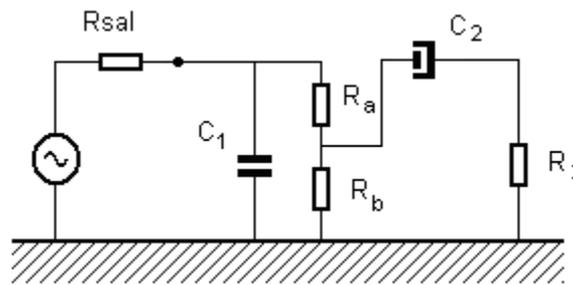
Solución

Hallamos la resistencia R_{transf} que se refleja al ánodo en RF

$$R_{transf} = R_g (n_3/n_2)^2$$

y ahora la que se se ve en el cátodo a AF

$$R_{sal} \sim \pi R_s / \theta = \pi (R_{transf} + R_d) / \theta \sim \pi (R_{transf} + R_d) / \arccos \eta$$



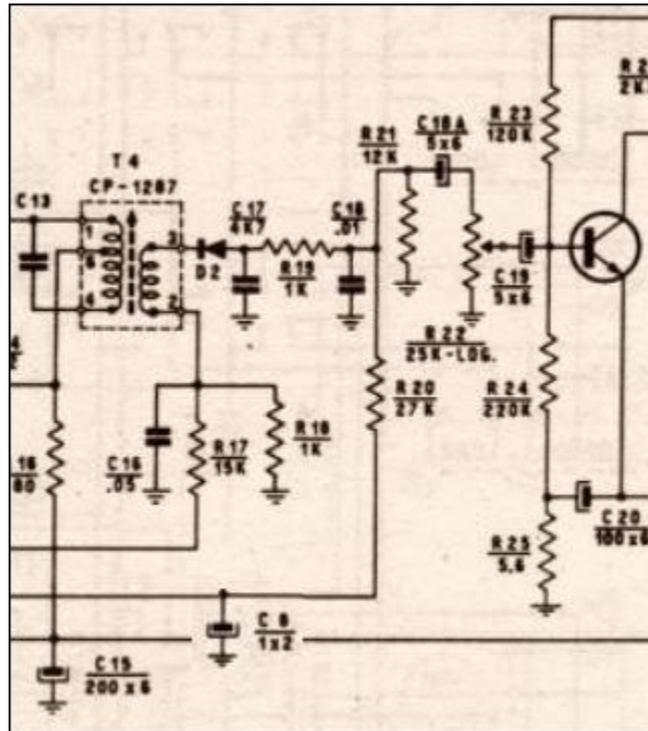
por lo que quedan ambas frecuencias de corte

$$1 / \omega_{m-\text{mín}} C_2 \triangleq R_2 + [R_b // (R_a + R_{sal})] \sim R_2 + \{ R_b // [R_a + \pi [R_g (n_3/n_2)^2 + R_d] / \arccos \eta] \}$$

$$1 / \omega_{m-\text{máx}} C_1 \triangleq [R_a + (R_b // R_2)] // R_{sal} \sim [R_a + (R_b // R_2)] // \{ \pi [R_g (n_3/n_2)^2 + R_d] / \arccos \eta \}$$

Ejercicio 8

Se tiene el siguiente circuito de una radio Noblex Carina Mod-TN2-F con una alimentación de 6V y se pide usar un criterio para hallar, aproximadamente, el rendimiento de detección. Los semiconductores son de germanio.



Solución

Aproximamos la implementación como se muestra donde se aproximarán

$V_c \approx 1V$ → Esta no puede ser muy alta porque $V_{CC} = 6V$, ni muy baja porque $V_\gamma = 0,2V$

$R_{transf} \approx 10\ \Omega$ → El secundario de pocas vueltas no ofrecerá resistencia en su bobinado ni en el reflejo

$R_d \sim 0,2V/I_{med} \sim 0,2V/[V_c/(R_{19}+R_{21})] = 0,2V/[1/(1+12)] = 2600\ \Omega$

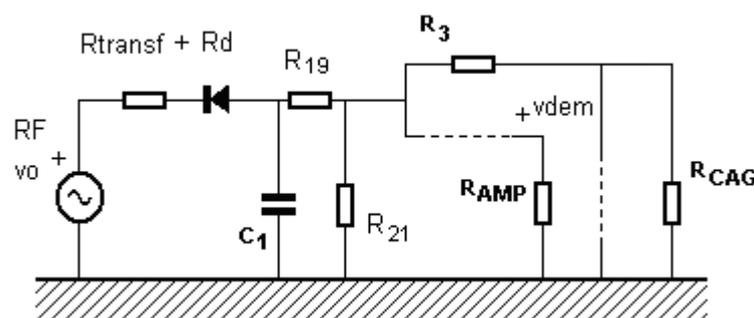
$R_{AMP} \sim R_{22} // 50\ k\Omega \rightarrow 16,6\ k\Omega < R_{AMP} > 25\ k\Omega \Rightarrow R_{AMP} \sim 20\ k\Omega$

$R_3 \sim R_{20} = 27\ k\Omega$

$R_1 \sim R_{19} + R_{21} // R_{AMP} // R_3 = 1 + 12 // 20 // 27 = 6,9\ k\Omega$

$C_1 = C_{17}$

$R_{sal} \sim R_{transf} + R_d = 10 + 2600 = 2610\ \Omega$



por lo que resulta

$$\eta \approx R_1 / (R_{sal} + R_1) = 6900 / (2610 + 6900) = 0,72 \rightarrow 72\%$$

Demodulación de Modulación de Amplitud (BLU)

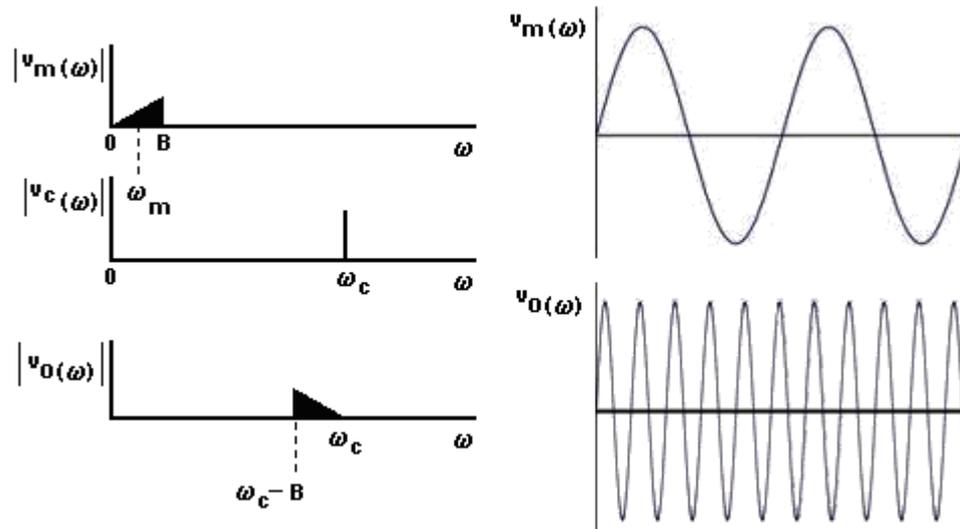
Generalidades

Básicamente toda demodulación (o discriminación) consiste en un proceso que demarca una transcripción de la banda base $2B$ del dominio de la alta frecuencia de portadora ω_c al B de las bajas. Ya hemos visto al analizar la demodulación de MA que

$v_m(t) = mV_C \cos \omega_m t \rightarrow$ señal modulante (armónico de la Banda Base de ancho de banda B)

$v_c(t) = V_C \cos \omega_c t \rightarrow$ señal portadora

$v_o(t) = (mV_C / 2) \cos (\omega_c \pm \omega_m)t \rightarrow$ modulación BLU



Básicamente se suelen usar las siguientes maneras para demodular una *Banda Lateral Única* o BLU (SSB o "Single Side Band")

- Demodulación por suma (conversión de BLU a MA)
- Demodulación por producto
- Demodulación por transferencia alineal

En todos los casos se ha de inyectar una frecuencia sinusoidal o cuadrada, según la implementación, sumándola o multiplicándola, que coincida con la magnitud de la portadora ω_c con que se transmitió, procurando para tener buena fidelidad en la demodulación que coincida su magnitud, como asimismo y/o hacerlo con índices de modulación m lo más bajos posibles. Para el primer caso se suele enviar una muestra de la portadora y enganchar sincrónicamente la producida en el receptor, aunque ya lógicamente no será la BLU clásica.

Veamos las ventajas de la modulación en BLU:

- Se ahorra la mitad del ancho de banda
- Como muestra a continuación, hay importante ahorro de energía al transmitir, cosa que es ideal para equipos móviles (multiplicamos por $1/\sqrt{2}$ para hallar magnitudes eficaces)

$$P_{BLU} = (m/2 \cdot 1/\sqrt{2})^2 = m^2 / 8$$

$$P_{MA} = 2 \cdot P_{BLU} + (1/\sqrt{2})^2 = (m^2 + 2) / 4$$

$$\text{Ahorro} = P_{MA} - P_{BLU} = (m^2 + 4) / 8$$

$$\text{Ahorro} (m=1) = (1^2 + 4) / 8 = 0,625 \rightarrow 62,5 \%$$

$$\text{Ahorro} (m=0) = (0^2 + 4) / 8 = 0,5 \rightarrow 50 \%$$

- Si no hay modulación, esto significa que que no se habla, no hay consumo de energía. Se puede dejar prendido el equipo y cuando se habla solamente consume.

$$P_{BLU}(m=0) = 0^2 / 8 = 0$$

Con respecto a las desventajas:

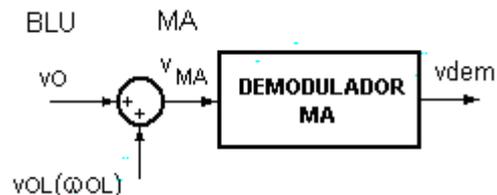
- Se tiene la deformación del sonido, cosa que queda limitada su uso a solamente la interlocución: no música, no datos
- Para el circuito modulador en alta frecuencia se complica un poco porque se deben usar filtros bastante selectivos (no es suficiente de sintonía simple) para filtrar la portadora y la otra banda

Y las soluciones:

- Bajar el índice de modulación, esto es, bajar el volumen de la interlocución. Que se trabaje prácticamente en un punto de las alineales transferencias.
- Usar una sintonía manual permanente que enganche a la portadora transmisora

Demodulación por conversión de BLU a MA

El sistema consiste en sumarle a la señal de BLU una frecuencia de portadora de igual magnitud que la generó y con mucha mayor amplitud, transformándola así en una especie de MA para luego discriminarla clásicamente.



Esta demodulación de la banda base B modulante (o un armónico de ella ω_m) en un proceso de BLU a MA es y será siempre un problema si no se posee una referencia sincrónica (de **fase**) de la portadora modulante ω_c . Para bajos índices de modulación ($m \ll 1$) el tema puede superarse, pero siempre estará limitada la situación. Seguido estudiaremos esto. La ventaja de estas implementaciones frente a otras es que **permite su operativa en altas frecuencias** de RF.

Aquí el oscilador del receptor tendrá una frecuencia imposible técnicamente de lograr de igual frecuencia que la moduladora; aún así, aunque se consiguiera, su fase tampoco coincidiría. Ambos efectos pueden ser considerados como uno solo y lo consideraremos como una desenganche total o desfase que hemos llamado ψ . Así las cosas tendremos sin señal moduladora ($m=0$)

$v_O(t) = V_c \sin(\omega_c t + \psi)$ → portadora de BLU sin modular recibida como frecuencia intermedia FI o de la antena

$v_{OL}(t) = V_{OL} \sin \omega_c t$ → portadora a inyectar en el oscilador local del receptor

$\psi = \psi(t)$ → diferencia de fase entre la frecuencia del transmisor y la del receptor con el mismo valor ω_c

Observemos lo que pasa si sumamos ambas señales

$$\begin{aligned} v_O(t) + v_{OL}(t) &\rightarrow V_c \sin(\omega_c + \psi)t + V_{OL} \sin \omega_c t = V_{OL} \sin \omega_c t + V_c (\cos \psi \cdot \sin \omega_c t + \sin \psi \cdot \cos \omega_c t) = \\ &= (V_{OL} + V_c \cos \psi) \sin \omega_c t + V_c \sin \psi \cdot \cos \omega_c t = \sqrt{A^2 + B^2} \sin(\omega_c t + \theta) = V \sin(\omega_c t + \theta) \end{aligned}$$

$$V = V_{OL} \sqrt{1 + 2\alpha \cos \psi + \alpha^2}$$

$$\theta = \arctan B/A = (\alpha \sin \psi) / (1 + \alpha \cos \psi)$$

$$A = V_{OL} + V_c \cos \psi$$

$$B = V_c \sin \psi$$

$$\alpha = V_c / V_{OL}$$

Si ahora extendemos nuestro análisis a una modulación dada ($m \neq 0$)

$v_O(t) = V_c \sin(\omega_c t + \psi + \omega_m t)$ → portadora de BLU modulada recibida

$\alpha = (1 + m) V_c / V_{OL}$ → **índice de demodulación de BLU (aquí $-1 < m = \cos \omega_m t < 1$)**

$V = V(\psi) = V_{OL} \sqrt{1 + 2\alpha \cos(\psi + \omega_m t) + \alpha^2}$ → **amplitud convertida de BLU a MA**

y podemos observar seguidamente que hemos convertido la señal de BLU a una de MA de fácil discriminación donde la impureza de fase θ no afectará prácticamente, aunque sí se tendrá reparo en la amplitud puesto que la misma dependerá del corrimiento ψ

$$\theta = \text{arc tg } B/A = [\alpha \text{ sen } (\psi + \omega_m t)] / [1 + \alpha \text{ cos } (\psi + \omega_m t)]$$

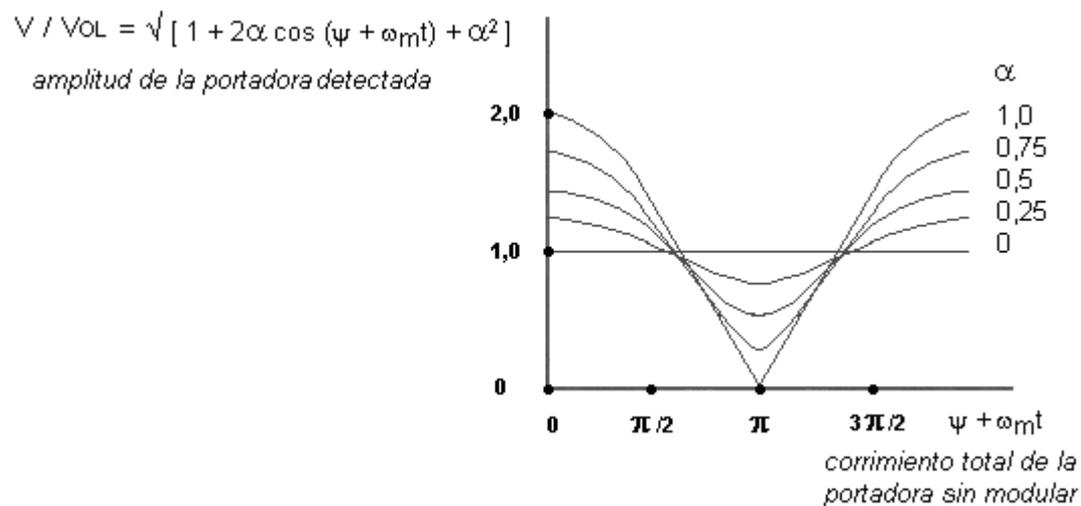
$$v_{MA} = V(m, \omega_m t, \psi) \text{ sen } (\omega_c t + \theta) \sim V(m, \omega_m t, \psi) \text{ sen } \omega_c t \rightarrow MA$$

En otras palabras, ψ presentará un desenganche de fase con la portadora modulante que, de ser **con un ritmo similar a la frecuencia de nuestra banda base B** (o bien un armónico de ella ω_m) que le es propio a todo circuito físico implementado, entonces afectará lamentablemente el resultado. Por este motivo se debería atenuar el término indeseable $2\alpha \text{ cos } (\psi + \omega_m t)$ lo más posible pero no podremos porque para magnitudes típicas de $\alpha < 1$ dicho término implicará necesariamente que $1 + 2\alpha \gg \alpha^2$

Así, para superar esto se pueden recurrir a tres artificios:

1º- Utilizar en todo receptor de BLU que contenga este tipo de demodulador una perilla manual que permita ajustar, casi con la incomodidad del esfuerzo continuo, la mínima expresión de las diferencias entre la portadora transmitida y la local, es decir logrando que ψ sea mínimo o constante y no afecte apreciablemente. Así, en el caso de transmisiones de audio, el receptor precisará de una persona que constantemente esté sintonizando manualmente al oscilador local para lograr una buena escucha.

2º- Minimizar el *índice de modulación* en el transmisor, o sea disminuir m aunque comprometiendo con ello una señal de muy baja amplitud y que puede ser de difícil tratamiento. Conceptualmente se estaría diciendo que si la señal modulante es audio, que se transmita entonces con muy bajo volumen. Para comprender mejor esta situación se puede recurrir al ábaco descrito siguiente donde claramente se ve que por más corrimiento de portadora $\psi + \omega_m t$ que exista, para bajos índices la demodulación $\alpha \ll 1$ se obtendrá una amplitud $V(m, \omega_m t, \psi)$ prácticamente constante



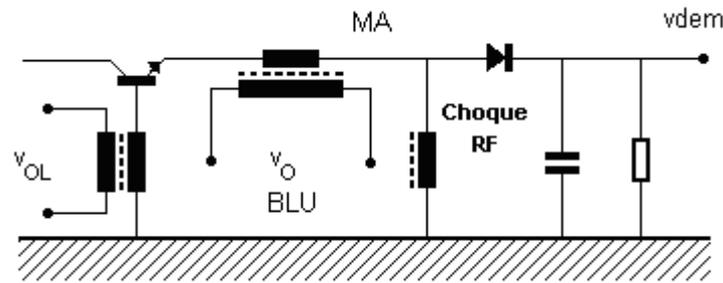
3º- Minimizar el *índice de demodulación* en el transmisor, o sea disminuir α aunque comprometiendo con ello una señal de muy baja amplitud y que puede ser de difícil tratamiento.

Como forma de resolución aproximada, conceptual y práctica, puede expresarse el valor medio V_{dem} obtenido a la salida del detector de MA que tenga un rendimiento η de la siguiente forma

$$v_{dem} = \alpha \eta V_c (1 + m \text{ cos } \omega_m t)$$

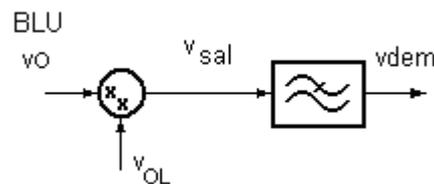
$$\Rightarrow V_{dem} = \alpha \eta V_c$$

Seguido mostramos una configuración típica



Demodulación por producto

La siguiente disposición muestra una implementación donde se puede observar que el filtro de paso bajo rescatará a la señal modulante



Se recuerda

$v_O(t) = mVc/2 \cos(\omega_C + \omega_m)t$ → portadora de BLU sin modular recibida como frecuencia intermedia FI o de la antena

$v_{OL}(t) = VOL \cos(\omega_C t + \psi)$ → portadora a inyectar en el oscilador local del receptor

$\psi = \psi(t)$ → diferencia de fase entre la frecuencia del transmisor y la del receptor con el mismo valor ω_C

resultando por lo tanto teniendo en cuenta que las altas frecuencias serán eliminadas por el filtro

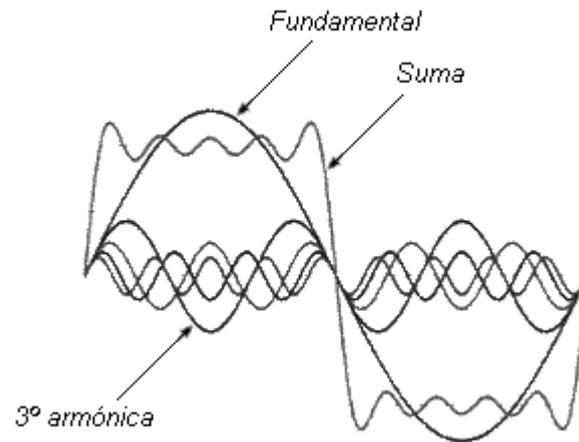
$$\begin{aligned} v_{sal} &= A v_O v_{OL} = A [mVc/2 \cos(\omega_C + \omega_m)t] [VOL \cos(\omega_C t + \psi)] = A mVcVOL [\cos(\omega_C + \omega_m)t] \cdot [\cos(\omega_C t + \psi)] = \\ &= A mVcVOL/2 \{ \cos[(\omega_C + \omega_m)t + (\omega_C t + \psi)] + \cos[(\omega_C + \omega_m)t - (\omega_C t + \psi)] \} = \\ &= A mVcVOL/2 \{ \cos[(2\omega_C + \omega_m)t + \psi] + \cos(\omega_m t - \psi) \} \rightarrow A mVcVOL/2 \cos(\omega_m t - \psi) \end{aligned}$$

$$v_{dem} \rightarrow m Vc \cos(\omega_m t - \psi)$$

donde también se evidencia el problema $\psi(t)$ de la falta de sincronía entre las frecuencias transmisora y local.

En la práctica suele usarse una señal cuadrada en $v_{OL}(t)$ porque normalmente al dispositivo activo de multiplicación **se lo conmuta, o bien trabaja de esta forma en la zona activa lineal**. Por esta manera, si tenemos en cuenta el contenido armónico predominante para este tipo de onda, que es significativa la fundamental y un poco la 3ª armónica, existirá un producto por cada una de ellas. Obvian el corrimiento $\psi(t)$ para entender solamente el concepto, podemos simplificar aplicando el resultado de Fourier

$$v_{OL}(t) = k_1 \cdot VOL \cos \omega_C t + k_2 \cdot VOL \cos 2\omega_C t + k_3 \cdot VOL \cos 3\omega_C t + \dots \sim k_1 \cdot VOL \cos \omega_C t + k_3 \cdot VOL \cos 3\omega_C t$$

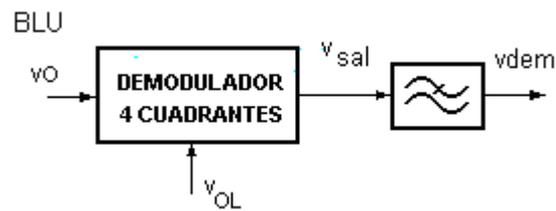


por lo que una generalización de la expresión anterior queda

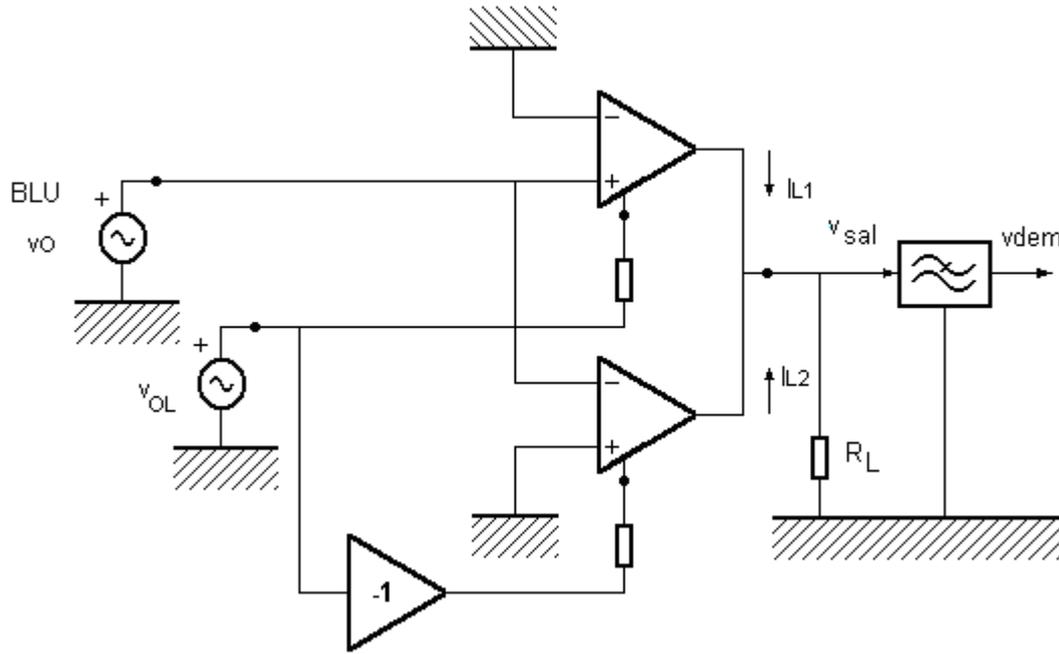
$$\begin{aligned}
 v_{sal} &= A v_O v_{OL(\omega_C)} + A v_O v_{OL(3\omega_C)} = \\
 &= A m V_c V_{OL/2} [\cos (2\omega_C + \omega_m)t + \cos \omega_m t] + A m V_c V_{OL/2} [\cos (6\omega_C + \omega_m)t + \cos \omega_m t] \longrightarrow \\
 &\longrightarrow A m V_c V_{OL} \cos \omega_m t \\
 v_{dem} &\longrightarrow m V_c \cos \omega_m t
 \end{aligned}$$

Demodulador de 4 cuadrantes

Al trabajar en bajas frecuencias se presta con utilidad un demodulador que fácilmente puede estar integrado en un chip. Aquí las señales pueden o no ser digitalizadas.



Con este fin nos valdremos de un par de AOT según el esquema



entonces

$$i_{L1} = A v_O + B v_O v_{OL}$$

$$i_{L2} = A (-v_O) + B (-v_O) (-v_{OL}) = -A v_O + B v_O v_{OL}$$

$$i_L = i_{L1} + i_{L2} = 2 B v_O v_{OL}$$

$$v_{sal} = i_L R_L = 2 B R_L v_O v_{OL}$$

Demodulación por transferencia alineal

Aquí el proceso de una señal de BLU consiste en sumarle una portadora local y pasar el conjunto por un elemento alineal distorsionándola, es decir generando armónicos, para luego con un filtro de paso bajo rescatar la señal moduladora.



Se recuerda

$v_O(t) = mVc/2 \cos(\omega_c + \omega_m)t \rightarrow$ portadora de BLU sin modular recibida como frecuencia intermedia FI o de la antena

$v_{OL}(t) = VOL \cos(\omega_c t + \psi) \rightarrow$ portadora a inyectar en el oscilador local del receptor

$\psi = \psi(t) \rightarrow$ diferencia de fase entre la frecuencia del transmisor y la del receptor con el mismo valor ω_c

resultando por lo tanto teniendo en cuenta que las altas frecuencias serán eliminadas por el filtro

$$\begin{aligned} v_{sal} &= A (v_O + v_{OL}) + B (v_O + v_{OL})^2 + C (v_O + v_{OL})^3 + \dots \sim A (v_O + v_{OL}) + B (v_O + v_{OL})^2 = \\ &= A v_O + A v_{OL} + B v_O^2 + 2B v_O v_{OL} + B v_{OL}^2 \rightarrow 2B v_O v_{OL} = \\ &= 2B [mVc/2 \cos(\omega_c + \omega_m)t] [VOL \cos(\omega_c t + \psi)] = B mVcVOL [\cos(\omega_c + \omega_m)t] \cdot [\cos(\omega_c t + \psi)] = \\ &= B mVcVOL/2 \{ \cos[(\omega_c + \omega_m)t + (\omega_c t + \psi)] + \cos[(\omega_c + \omega_m)t - (\omega_c t + \psi)] \} = \\ &= B mVcVOL/2 \{ \cos[(2\omega_c + \omega_m)t + \psi] + \cos(\omega_m t - \psi) \} \rightarrow B mVcVOL/2 \cos(\omega_m t - \psi) \end{aligned}$$

$$v_{dem} \rightarrow m V_c \cos(\omega_m t - \psi)$$

donde también se evidencia el problema $\psi(t)$ de la falta de sincronía entre las frecuencias transmisora y local.

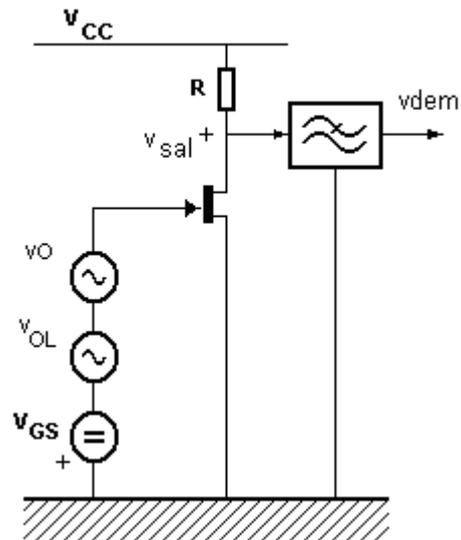
Esta transferencia puede ser lograda, por ejemplo, a partir de la implementación con un JFET. Veamos su demostración

$$v_{gs} = v_o + v_{OL} - V_{GS}$$

$$v_{sal} = i_d R \sim I_{DSSR} (1 + v_{gs}/V_P)^2 = I_{DSSR} [1 + (2 v_{gs}/V_P) + (v_{gs}/V_P)^2] \rightarrow$$

$$\rightarrow I_{DSSR} (v_o + v_{OL} - V_{GS})^2 / V_P^2 \rightarrow B (v_o + v_{OL})^2$$

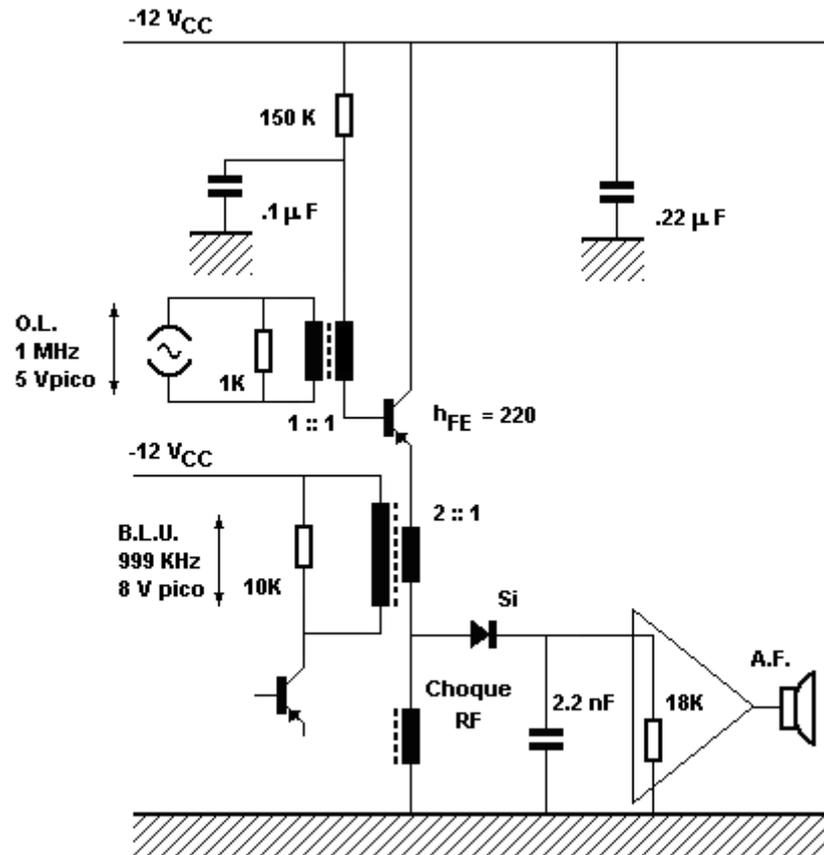
$$B = I_{DSSR} / V_P^2$$



Ejercicios

Ejercicio 1

El siguiente circuito demodulador de BLU presenta el inconveniente de que no se escucha bien la señal del tono audible. Se pide modificarlo solucionarlo agregando o cambiando algún/os de sus componentes. Considérese que los transformadores son prácticamente ideales con inductancia mutua infinita y coeficientes de acoplamiento unitarios.



Solución

El problema consiste en que la relación de amplitudes entre la señal de BLU y la del OL son parecidas:

$$\alpha = V_{\text{pico BLU}} / V_{\text{pico OL}} = 4/5 = 0,8 = 80 \%$$

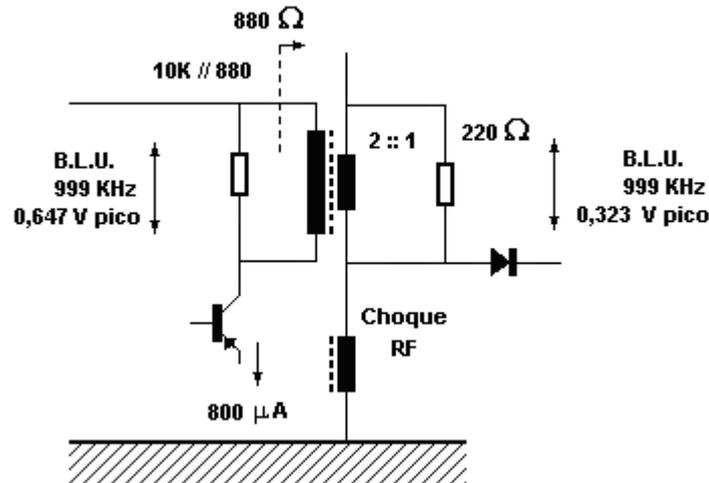
Para solucionarlo, por ejemplo y como la frecuencia no es muy alta, se puede atenuar la señal de BLU con una resistencia como se muestra. Sin mayores cálculos, si al colector del amplificador de BLU le reflejamos una resistencia mucho menor ($n^2 \cdot 220 \Omega$) habremos atenuado la señal, resultando ahora prácticamente:

$$R_{\text{reflejada}} = (2/1)^2 \cdot 220 = 880 \Omega$$

$$R_{\text{colector}} = 10 \text{ k} // R_{\text{reflejada}} = 808 \Omega$$

$$\text{Atenuación lograda} = 808 / 10 \text{ k} = 0,0808 \dots \text{ (aquí el resto de resistencia reflejada por el circuito no afectaría)}$$

$$\alpha = \text{Atenuación lograda} \cdot 4/5 = 0,0647 \sim 6,5 \%$$



Ejercicio 2

Dadas $v_s(t) = V_s \cos \omega_s t$ y $v_c(t) = V_c \cos \omega_c t$, graficar la señal suma $v_i(t) = v_s(t) + v_c(t)$. Verificar gráficamente que, para valores bajos de $a = V_s/V_c$, la envolvente sigue la forma de la señal modulante. Indique frecuencias con valores apropiados para ω_c y ω_s .

Solución

Esto ya fue demostrado en la teoría incluyendo un desfase $\psi = \psi(t)$ entre la portadora recibida y el oscilador local, que aquí por simplicidad **no se incluye**. Llevando la nomenclatura del problema a nuestros estudios son: $a = \alpha$, $v_s = v_o$, $\omega_s = \omega_c + \omega_m$, $v_c = v_{OL}$

$v_o(t) = V_c \cos(\omega_c + \omega_m)t \rightarrow$ portadora de BLU modulada recibida como frecuencia intermedia FI o de la antena
 $v_{OL}(t) = V_{OL} \cos \omega_c t \rightarrow$ portadora a inyectar por el oscilador local del receptor

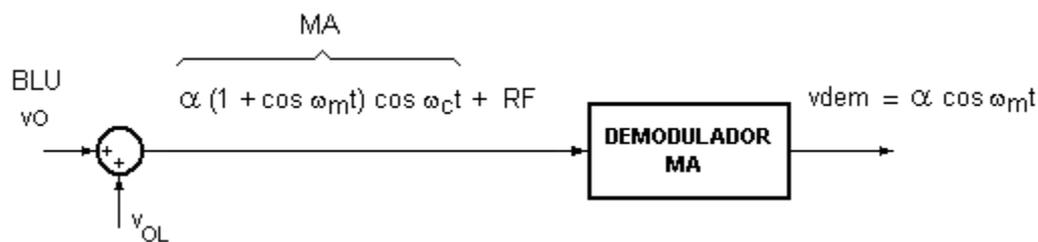
Observemos lo que pasa si sumamos ambas señales

$$v_o(t) + v_{OL}(t) = V_c \cos(\omega_c + \omega_m)t + V_{OL} \cos \omega_c t =$$

$$= \alpha \{ (1 + \cos \omega_m t) \cos \omega_c t + 0,5 [\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t] \} \rightarrow \alpha (1 + \cos \omega_m t) \cos \omega_c t + RF$$

$$\alpha \stackrel{\Delta}{=} V_c / V_{OL}$$

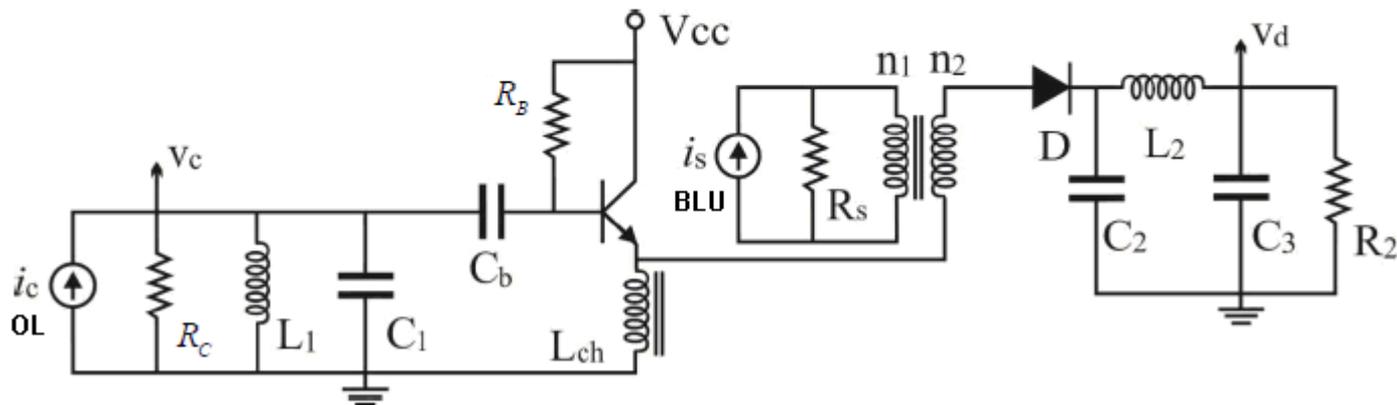
$$\alpha (1 + \cos \omega_m t) \cos \omega_c t \rightarrow MA$$



Ejercicio 3

Calcular la amplitud de la señal demodulada y el zumbido residual sobre R2.

$$\begin{array}{lllll}
 f_s = 451 \text{ kHz} & f_c = 450 \text{ kHz} & h_{11e} = 10 \text{ k}\Omega & L_2 = 0.5 \text{ mHy} & \frac{n_1}{n_2} = 10 \\
 V_s = 20 \text{ mV} & V_c = 2 \text{ V} & h_{21e} = 50 & C_2 = C_3 = 5 \text{ nF} & \\
 R_s = 50 \text{ k}\Omega & R_c = 50 \text{ k}\Omega & R_b = 1 \text{ M}\Omega & R_2 = 10 \text{ k}\Omega &
 \end{array}$$



Solución

Hallamos para el detector de MA

$$R_{\text{serie}} = (R_c + h_{11e}) / h_{21e} + R_s (n_2/n_1)^2 + R_{\text{diodo}}$$

donde podríamos despreciar tal vez la R_{diodo} porque

$$R_d \triangleq 0,6\text{V} / I_{\text{med}} \approx 0,6\text{V} / (V_c/R_2) \text{ es casi siempre del orden de los } 100 \Omega \text{ a } 1 \text{ k}\Omega$$

por lo tanto

$$R_{\text{serie}} \approx (R_c + h_{11e}) / h_{21e} + R_s (n_2/n_1)^2 + 0,6\text{V} / (V_c/R_2) = (50 + 10) / 50 + 50 (1/10)^2 + 0,6 / (2 / 10) = 4700 \Omega$$

entonces por las curvas de Schade que se usará **aproximando** los resultados pues en realidad tenemos un filtro π . Esta aproximación se hace porque en la práctica las magnitudes se corresponden, pero se debe saber que en la teoría son conceptos totalmente diferentes, y que se utiliza esto porque no se dispone de otro recurso práctico. Usando entonces las curvas clásicas de 1/2 onda y entrada capacitiva

$$R_{\text{serie}} / R_2 = 4700 / 10 \text{ k} = 0,47$$

$$\omega C_2 R_2 = 2\pi \cdot 450 \cdot 5 \cdot 10 = 141$$

$$\rightarrow \eta \sim 35 \%$$

$$\rightarrow z \sim 0,8 \%$$

Ahora podemos calcular el *índice de demodulación de BLU*

$$\alpha \triangleq V_s / V_c = 0,02 / 2 = 0,01 \rightarrow 1 \%$$

para poder encontrar la amplitud de la señal demodulada V_{dem} y el zumbido residual $V_{R2\text{eficaz}}$ resultante considerando la atenuación del filtro π

$$V_d \rightarrow V_{\text{dem}} = \alpha \eta V_c = 0,01 \cdot 0,35 \cdot 2 = 7 \text{ mV} \rightarrow \text{tensión pico de AF demodulada sobre } R_2 \text{ con } m=100\%$$

$$V_{C2\text{eficaz}} \triangleq z \cdot \eta V_c = 0,008 \cdot 0,35 \cdot 2 = 5,6 \text{ mV} \rightarrow \text{tensión eficaz de ruido a la entrada del filtro } \pi$$

$$\Rightarrow V_{R2\text{eficaz}} \sim V_{C2\text{eficaz}} (1/\omega C3) / (\omega L2) = V_{C2\text{eficaz}} / \omega C^2 C3 L2 =$$

$$= 5,6 / (2\pi \cdot 450)^2 \cdot 5 \cdot 0,5 = 277 \mu\text{V} \rightarrow \text{tensi3n eficaz de ruido total a la salida del filtro } \pi \text{ sobre } R2$$

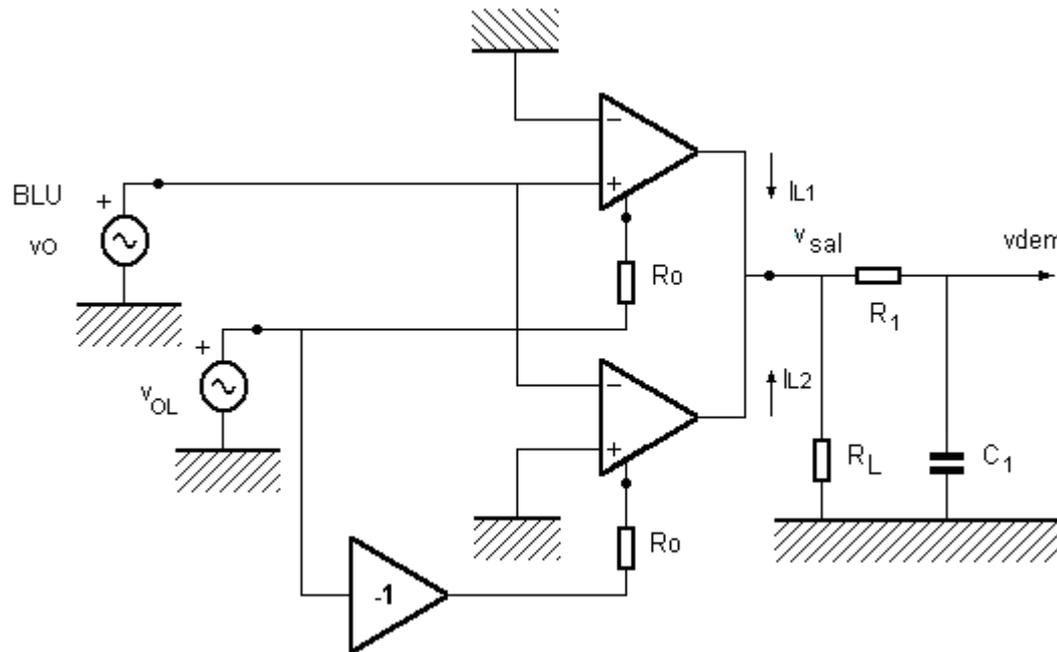
Ejercicio 4

Disenar un demodulador de BLU que utilice un multiplicador de cuatro cuadrantes basado en el AOT LM3080. Calcular la tensi3n demodulada.

- Las tensiones de alimentaci3n disponibles son + 10 V y - 10 V
- La se1al de BLU es $v_s(t) = 10 \text{ mV} \cdot \cos(2\pi \cdot 201 \text{ kHz})t$
- La portadora suprimida se halla en 200 kHz

Soluci3n

Conforme a lo visto en la teor3a



donde

$v_s(t) \rightarrow v_O(t) = V_c \cos(\omega_c + \omega_m)t = 10 \text{ mV} \cdot \cos(2\pi \cdot 201 \text{ kHz})t \rightarrow$ portadora de BLU modulada recibida

$v_{OL}(t) = V_{OL} \cos \omega_{ct} = V_{OL} \cdot \cos(2\pi \cdot 200 \text{ kHz})t \rightarrow$ portadora a inyectar por el oscilador local del receptor

y conforme a lo demostrado en la teor3a del Multiplicador con AOT

$$v_{sal} = i_L R_L = 2 B R_L \cdot v_O v_{OL}$$

$$B \stackrel{\Delta}{=} 1 / 2R_O V_T$$

$$V_T \sim 25 \text{ mV}$$

y entonces

$$v_{sal} = 2 B R_L \cdot v_O v_{OL} = 2 B R_L \cdot [V_c \cos(\omega_c + \omega_m)t \cdot V_{OL} \cos \omega_{ct}] = B R_L \cdot V_c V_{OL} [\cos(2\omega_c + \omega_m)t + \cos \omega_{mt}]$$

$$v_{dem} = B R_L \cdot V_c V_{OL} \cos \omega_{mt} = (R_L V_c V_{OL} / 2R_O V_T) \cos \omega_{mt} = V_{dem} \cos \omega_{mt}$$

$$\Rightarrow V_{dem} = R_L V_c V_{OL} / 2R_O V_T \rightarrow \text{tensi3n pico del tono de AF demodulado}$$

por lo que si adoptamos

$$R_L \triangleq 1 \text{ k}\Omega \ll R_1 \triangleq 22 \text{ k}\Omega \rightarrow \text{para simplificar cálculos}$$

$$\Rightarrow 1 / R_1 C_1 \ll \omega_m \Rightarrow C_1 \triangleq 100 \text{ nF} \rightarrow \text{para integrar al tono } \omega_m \text{ de AF}$$

$$R_o \triangleq V_{CC} / i_{R_{om\acute{a}x}} = V_{CC} / i_{L1m\acute{a}x} \triangleq R_L = 1 \text{ k}\Omega \rightarrow \text{visto en la teoría como } i_{L1} \triangleq i_{R_o} \text{ y máxima salida}$$

$$\Rightarrow i_{R_{om\acute{a}x}} = V_{CC} / R_o = 10 / 1 = 10 \text{ mA}$$

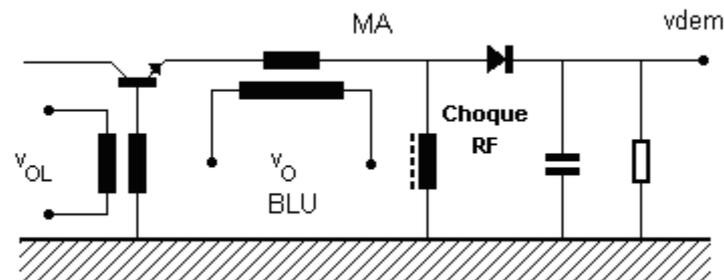
Si finalmente elegimos una amplitud de demodulación V_{dem} podremos calcular la amplitud pico del oscilador local V_{OL} a inyectar

$$V_{dem} \triangleq 1 \text{ V}$$

$$\Rightarrow V_{OL} = V_{dem} 2R_o V_T / R_L V_c = 1 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 0,025 / 1 \cdot 0,01 = 2,5 \text{ V}$$

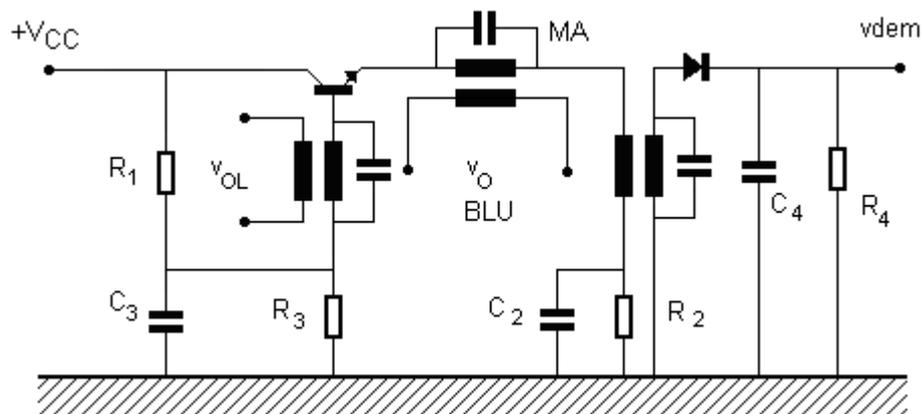
Ejercicio 5

El siguiente detector de BLU trabaja con una portadora de 10 mV eficaces, 50 MHz y un tono audible a demodular de 1 kHz. Asimismo se dispone de un oscilador local que entrega 5 V eficaces. Despreciar las capacidades parásitas del circuito y estimar una transconductancia de 10 mS. Terminar de polarizar el circuito calculando, estimando o adoptando sus magnitudes tanto de continua como para alterna. Si es preciso realizar todos los cambios circuitales que considere necesarios.



Solución

Entre muchas otras implementaciones posibles, sea la siguiente



Como la frecuencia es muy alta y es difícil que se puedan implementar transformadores con un coeficiente de acoplamiento $k \approx 1$, entonces se han utilizado resonancias serie a su salida, de tal manera que cada uno de ellos transfiere prácticamente una tensión kQ veces.

Adoptamos la alimentación y la carga según la experiencia

$$V_{CC} \triangleq 12 \text{ V}$$

$$R_2 \triangleq R_3 \triangleq 10 \text{ k}\Omega \longrightarrow \text{Aquí se esperará tener una IC que determine correcto funcionamiento a 50 MHz}$$

$$R_1 \sim R_3 = 10 \text{ k}\Omega \longrightarrow \text{Aquí se garantiza máxima excursión posible de la VCE}$$

$$R_4 \triangleq 47 \text{ k}\Omega$$

y seguido los desacoples

$$R_2 \gg 1 / \omega C_2 \implies C_2 = 47 \text{ pF}$$

$$R_3 \gg 1 / \omega C_3 \implies C_3 = 47 \text{ pF}$$

$$R_4 \gg 1 / \omega C_4 \implies C_4 = 47 \text{ pF} \longrightarrow \text{recordar que el índice de demodulación logrado es bajo } \alpha \ll 1$$

Se podrá mandar a diseñar los 3 transformadores autorresonantes con un $kQ \sim 1$ para los 50 MHz. Las capacitancias de sintonía resonarán a la inductancia libre del secundario que poseerán este Q , y el acoplamiento será k .

Seguido, podemos verificar la linealidad de la demodulación de BLU

$$\alpha \triangleq (kQV_m) / (kQV_c) = V_m / V_c = 0,1 / 5 = 0,02 \longrightarrow 2 \% \text{ correcto, sino habría que atenuar a } V_m$$

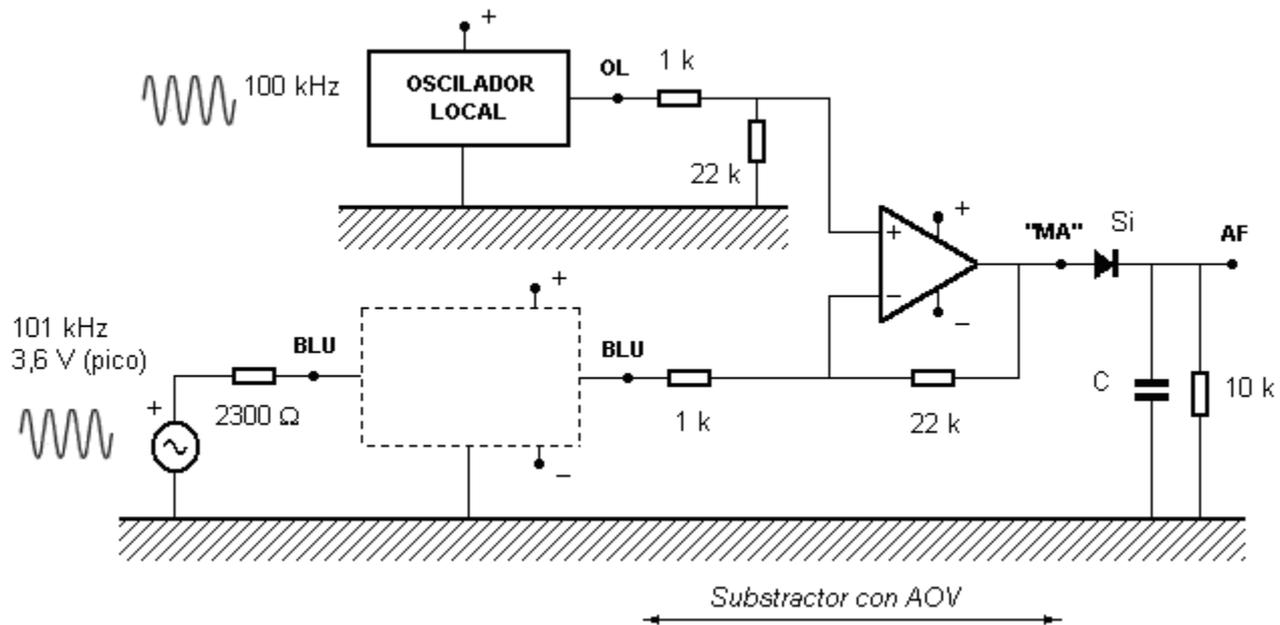
Para atenuar V_m si fuese necesario se puede recurrir a dividir la salida del devanado secundario, o bien con la implementación de un divisor capacitivo. No se deben usar resistencias a esta frecuencia tan alta.

Ahora se está en condiciones de hallar la magnitud de la tensión eficaz a la salida V_{dem} finalmente para que cualquier amplificador de AF la pueda tratar

$$V_{dem} \sim \alpha \eta (kQV_c) = 0,02 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 5 = 100 \text{ mV}$$

Ejercicio 6

Adoptar lo que sea necesario e implemente un posible circuito para el demodulador de BLU tal que obtenga un *índice de demodulación* $\alpha \leq 10 \%$. Estimar también la magnitud del capacitor C .



Solución

Adoptamos una alimentación y la tensión del detector a diodo considerando un rendimiento prácticamente unitario

$$V_{CC} \triangleq 12 \text{ V} \quad \eta \sim 100\% \quad V_{MA} \triangleq 10 \text{ V}$$

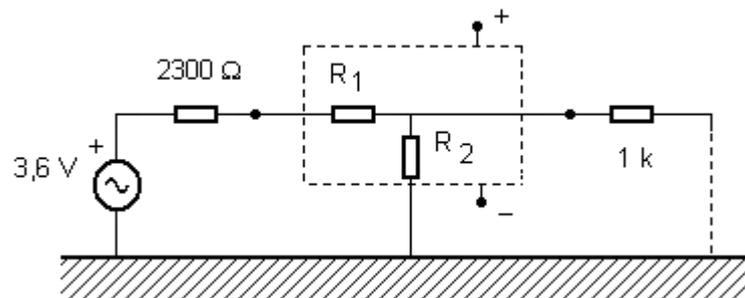
por lo que resulta una necesaria salida del oscilador local de magnitud

$$V_{OL} = V_{MA} / (22\text{k} / 1\text{k}) = 10 / (22 / 1) = 454 \text{ mV}$$

y con ello la necesaria tensión de BLU máxima

$$V_{BLU} = \alpha \eta V_{OL} = 0,1 \cdot 1 \cdot 454 = 45,4 \text{ mV}$$

Para el circuito adaptador elegimos un simple atenuador resistivo, entonces si adoptamos por ejemplo $R_2 \triangleq 1 \text{ k}\Omega$ resulta



$$V_{BLU} = 3,6\text{V} \cdot R_2 // 1\text{k} / (R_2 // 1\text{k} + R_1 + 2300)$$

$$\Rightarrow R_1 = 36,8 \text{ k}\Omega \rightarrow 39 \text{ k}\Omega \text{ (adoptada para menor } \alpha)$$

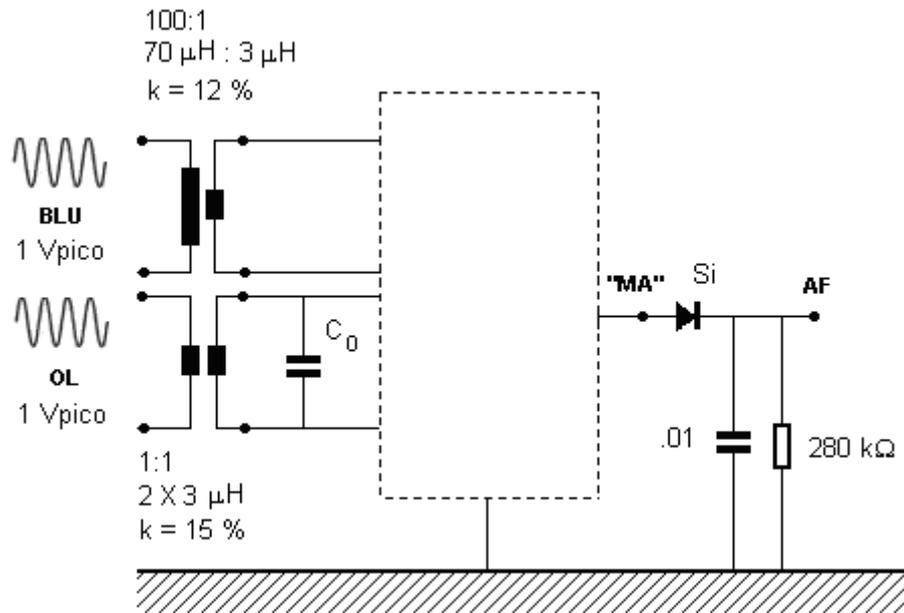
Para estimar C adopto que deje pasar el AF ($\omega_c - \omega_{BLU}$) y sea un cortocircuito a la RF

$$1 / (\omega_c - \omega_{BLU}) C \gg 10 \text{ k}\Omega \gg 1 / \omega_c C = 1 / 2\pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot C$$

$$\Rightarrow C \triangleq 100 \text{ nF}$$

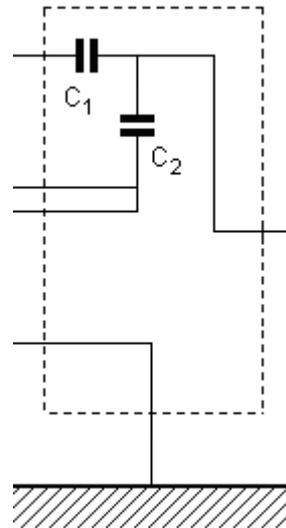
Ejercicio 7

El circuito siguiente demodulador de BLU trabaja con una portadora de 40 MHz. Despreciando todas las capacitancias distribuídas se pide armar y calcular un circuito posible dentro del recuadro que lleve a tener un *índice de modulación equivalente* $\alpha = 5\%$. Los alambres de los bobinados son los mismos poseyendo un $Q = 33$ a esa frecuencia.



Solución

Adoptamos la siguiente implementación con $C_0 = C_1 // C_2$ y atenuación $\beta = C_1 / (C_1 + C_2)$



Hallamos las capacitancias de sintonía en los secundarios, que como se verá son iguales

$$C_0 = 1 / \omega c^2 \cdot 3 \mu H = 1 / (2\pi \cdot 40)^2 \cdot 3 = 5,3 \text{ pF}$$

seguido las inductancias mutuas

$$M_1 = k_1 \cdot \sqrt{(70 \mu\text{H} \cdot 3 \mu\text{H})} = 0,12 \cdot \sqrt{(70 \cdot 3)} = 1,74 \mu\text{H}$$

$$M_2 = k_2 \cdot \sqrt{(3 \mu\text{H} \cdot 3 \mu\text{H})} = 0,15 \cdot \sqrt{(3 \cdot 3)} = 0,45 \mu\text{H}$$

las tensiones respectivas en cada salida de los transformadores

$$V_{BLU} = 1V \cdot (M_1/L_1) \cdot Q = 1 \cdot (1,74/70) \cdot 33 = 1 \cdot 0,82 = 0,82 \text{ V}$$

$$V_{OL} = 1V \cdot (M_2/L_1) \cdot Q = 1 \cdot (0,45/3) \cdot 33 = 1 \cdot 4,95 = 4,95 \text{ V}$$

y como es dato

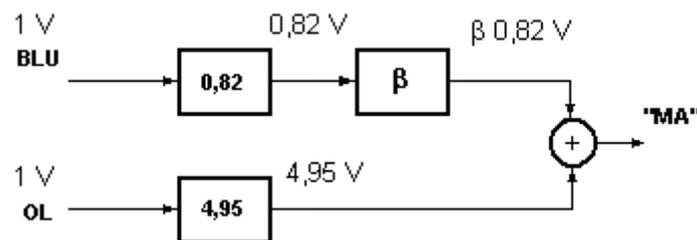
$$\alpha = \beta \cdot V_{BLU} / V_{OL} \stackrel{\Delta}{=} 0,05$$

resultan

$$\beta = \alpha \cdot V_{OL} / V_{BLU} = 0,05 \cdot 4,95 / 0,82 = 0,301$$

$$\beta = C_1 / (C_1 + C_2) = C_0 / C_2 \implies C_2 = 17,6 \text{ pF}$$

$$\implies C_1 = C_2 / (1/\beta - 1) = 7,6 \text{ pF}$$



Demodulación de Modulación de Frecuencia (MF) con LFF

Generalidades

Se aprovechará aquí el uso de un *Lazo de Fijación de Fase* (LFF) para demodular en frecuencia. Existen muchas maneras de implementarlo, tanto en bajas, altas o ultra-altas frecuencias. Nosotros veremos aquí solamente un caso de las bajas.

Todo LFF se basa en un detector de fases entre la portadora instantánea ω_j y la del oscilador local ω_0 de transferencia constante K_d [V/rad], que excitará a un filtro pasabajos de transferencia F trabajando como integrativo y que obtendrá una continua media para la realimentación de control al OCV de transferencia K_0 [rad/Vseg].

De esta manera sus ecuaciones básicas de comportamiento son (se supone un filtro de un solo polo por sencillez y uso ordinario, pues esto puede extenderse a otras características)

$$v_c = V_c \cos \omega_j t = V_c \cos (\omega_c t + \theta) \longrightarrow \text{portadora de MF sobre } \omega_c \text{ con frecuencia instantánea } \omega_j \text{ y fase instantánea } \theta$$

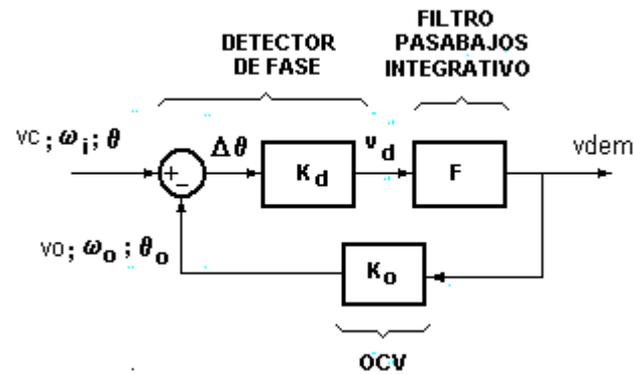
$$\omega_j = \omega_c + \partial \theta / \partial t$$

$$v_o = V_o \cos (\omega_c t + \theta_o) \longrightarrow \text{oscilación de MF sobre } \omega_0 = \omega_c \text{ con fase instantánea } \theta_o$$

$$K_d = v_d / \Delta \theta = v_d / (\theta - \theta_o) \longrightarrow \text{Transferencia del detector de fase}$$

$$F = v_{dem} / v_d = 1 / (1 + s\tau) \longrightarrow \text{Transferencia del filtro integrador}$$

$K_O = \omega_o / v_{dem} \rightarrow$ Transferencia del OCV



lo que determinará una transferencia de la forma

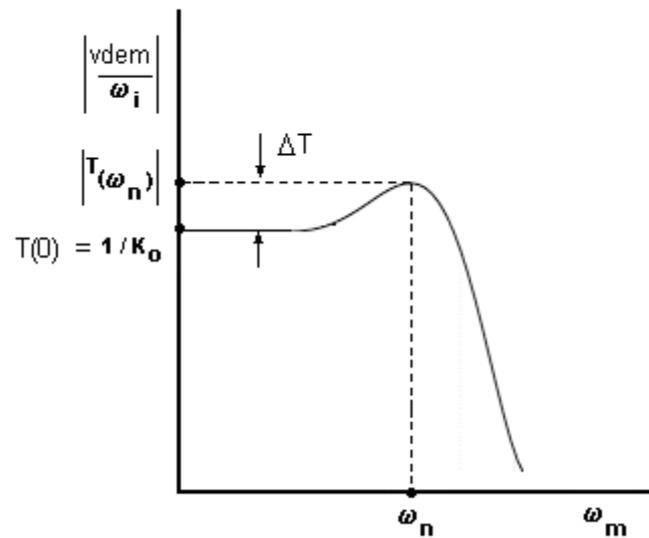
$$T = v_{dem} / \omega_i = (1 / K_O) / [s (1 / K_O K_d F) + 1] = (1 / K_O) / [s^2 / \omega_n^2 + s (1 / \tau \omega_n^2) + 1]$$

$$\omega_n = (K_O K_d / \tau)^{1/2} \rightarrow 2\pi \text{ frecuencia natural del sistema}$$

$$\xi = 1 / 2\tau \omega_n \rightarrow \text{coeficiente de amortiguamiento}$$

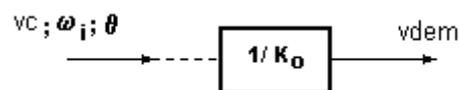
$$\Rightarrow T(\omega_n) = -j \tau (K_d / K_O)^{1/2}$$

$$\Rightarrow T(0) = 1 / K_O$$



donde puede notarse aquí que la variable compleja «s» alude aquí a la frecuencia modulante ω_m como velocidad de la frecuencia de portadora ω_i , es decir, a la **aceleración** de la amplitud instantánea de la portadora.

Para régimen estacionario, es decir de continua ($\omega_m = 0$), la realimentación lógicamente se hace notar porque se la realimenta fuertemente ($K_O K_d F(0) \gg 1$) y queda entonces solamente la inversa de la transferencia de realimentación $1/K_O$.



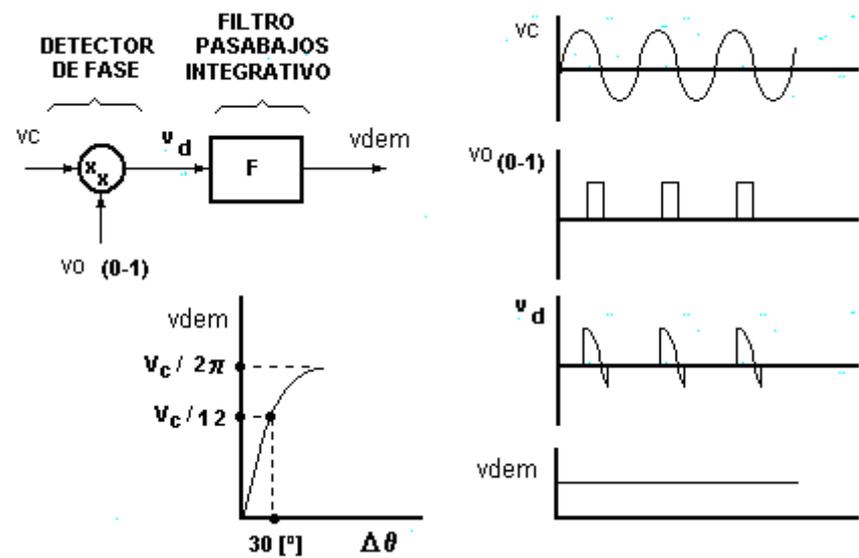
Una manera de conseguir un detector de fases es con un simple muestreador a modo de *choppeador*. Esta es una implementación útil para frecuencias elevadas. El valor medio de la salida del circuito que se muestra será la demodulación v_{dem} y valdrá

$$v_c = V_c \cos \omega_c t$$

$$v_{dem} = (1/2\pi) \int_0^{\Delta\theta} v_c \partial \omega_c t = (V_c/2\pi) \text{sen } \Delta\theta$$

donde se observa que para bajos $\Delta\theta$ la salida es lineal

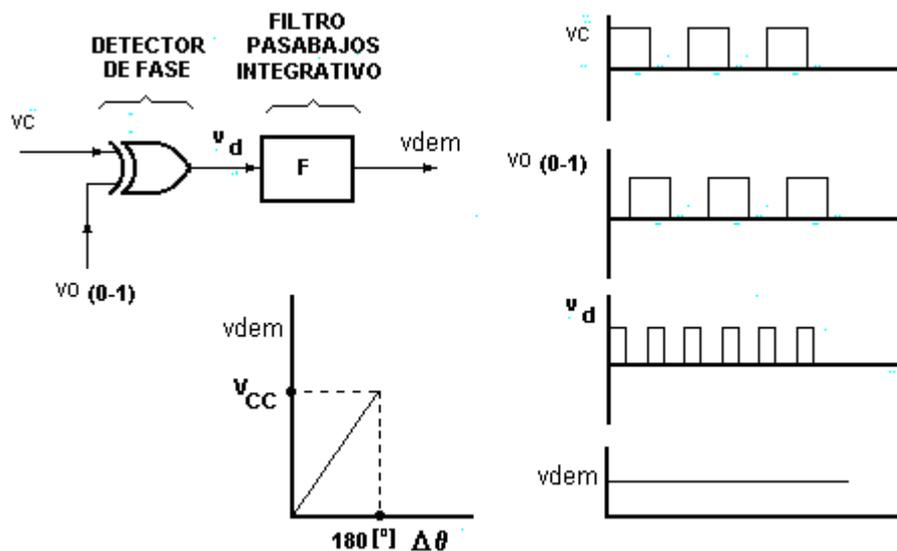
$$K_d = v_{dem} / \Delta\theta \sim V_c/2\pi$$



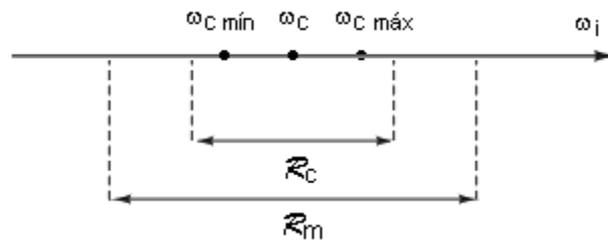
Otra manera práctica y donde $\Delta\theta$ puede llegar hasta 180° , aunque a frecuencias menores, es útil realizarla con una compuerta O-Exclusiva como muestra el dibujo. Sus ecuaciones son las siguientes

$$v_{dem} = 2 (1/2\pi) \int_0^{\Delta\theta} v_c \partial \omega_c t = (V_{CC}/\pi) \Delta\theta$$

$$K_d = v_{dem} / \Delta\theta = V_{CC}/\pi \rightarrow \text{Transferencia del detector de fase}$$



Claro estará que para que este sistema entre en funcionamiento debe poder "capturar" la frecuencia instantánea de portadora ω_j , por lo que se denomina **Rango de captura** \mathcal{R}_C al entorno de la frecuencia central del oscilador local que captará la ω_j sosteniendo el fenómeno. Asimismo habrá otro **Rango de mantenimiento** \mathcal{R}_m del cual el oscilador no podrá salirse y que le es propio de su diseño.



Para aplicaciones de hasta algunos pocos MegaHertz es factible el uso del OCV que brinda el circuito integrado 4046. Como la técnica de uso aquí es digital, acompaña al *chip* una compuerta O-Exclusiva destinada a ser usada como detector de fases.

Para este caso las ecuaciones de comportamiento se pueden demostrar que son las siguientes (en el dibujo se acompañan los números de las patas del circuito integrado)

$$K_O = \Delta\omega_C / V_{CC} = 2\pi (f_{cmax} - f_{cmin}) / V_{CC} \rightarrow \text{Transferencia del OCV}$$

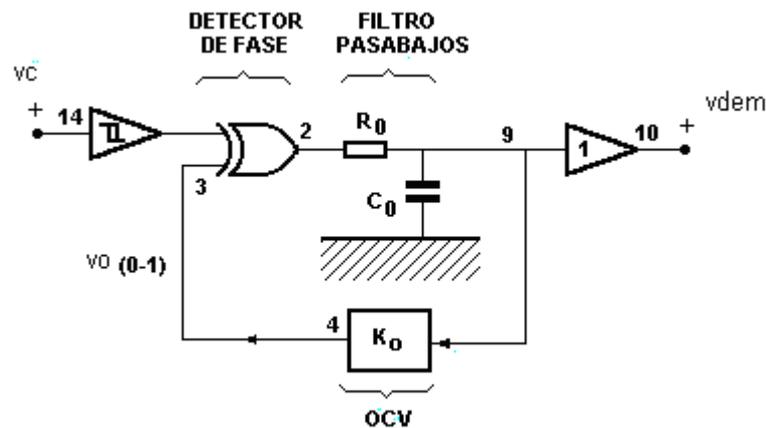
$$F = 1 / (1 + s\tau) \text{ donde } \tau = R_0C_0 \rightarrow \text{Transferencia del filtro}$$

$$\mathcal{R}_m = \pi K_O K_d \rightarrow \text{Rango de mantenimiento (rango en que está enganchado)}$$

$$\mathcal{R}_C = (\mathcal{R}_m / 2\tau)^{1/2} \rightarrow \text{Rango de captura (rango en que capta la señal)}$$

$$\omega_n^2 = K_O K_d / \tau \rightarrow 2\pi \text{ frecuencia natural del sistema}$$

$$\xi^2 = 1 / 4\tau K_O K_d \rightarrow \text{coeficiente de amortiguamiento}$$



Márgenes de funcionamiento en general

Definen las condiciones en las que el LFF estará enganchado, cuánto le costará conseguirlo y en cuáles se desenganchará.

Hold in o Rango de mantenimiento (o bloqueo) \mathcal{R}_m

Parte del LFF enganchado. Es el margen de frecuencias para las que el LFF puede seguir a la entrada para variaciones muy lentas de ésta.

Pull in o Rango de captura (o enganche) \mathcal{R}_C

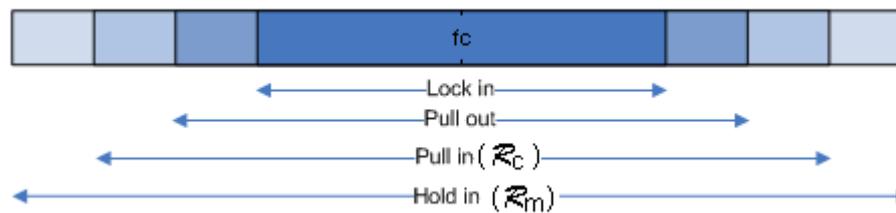
Es el margen de frecuencia para las que el LFF puede, con un tiempo mayor al periodo de la salida, llegar a engancharse.

Pull out

Es el margen de frecuencias para las que ante un salto brusco de la frecuencia de entrada el LFF no se desengancha.

Lock in

Parte del LFF desenganchado. Es el margen de frecuencias en el que el LFF puede engancharse en menos de un periodo de la frecuencia de la señal de salida.



En la imagen se muestran estos márgenes de frecuencia. Todos se representan alrededor de la frecuencia de oscilación libre del OCV que es la frecuencia central de portadora f_c .

Respuesta exacta del sistema como de 2º orden

Si se deseara hacer un estudio más detallado del sistema, podríamos expresar su transferencia total y una excitación escalonada, resultando su salida subsiguiente

$$T(s) = v_{dem} / \omega_i = (1 / K_O) / [s^2 / \omega_n^2 + s (2 \xi / \omega_n) + 1] = (\omega_n^2 / K_O) / [(1 + s1) (1 + s2)]$$

$$s1, s2 = [-\xi \pm (\xi^2 - 1)^{1/2}] \omega_n$$

$$\omega_i(s) = X / s \rightarrow \text{excitación escalonada de amplitud } X \text{ temporal}$$

$$v_{dem}(s) = \omega_i(s) T(s) = (X / K_O) / s [s^2 / \omega_n^2 + s (2 \xi / \omega_n) + 1]$$

$$\omega_n = (K_O K_d / \tau)^{1/2} \rightarrow \text{velocidad (} 2\pi \text{ frecuencia) de la oscilación o de la naturaleza del sistema}$$

$$\xi = 1 / 2 (\tau K_O K_d)^{1/2} \rightarrow \text{coeficiente de amortiguamiento}$$

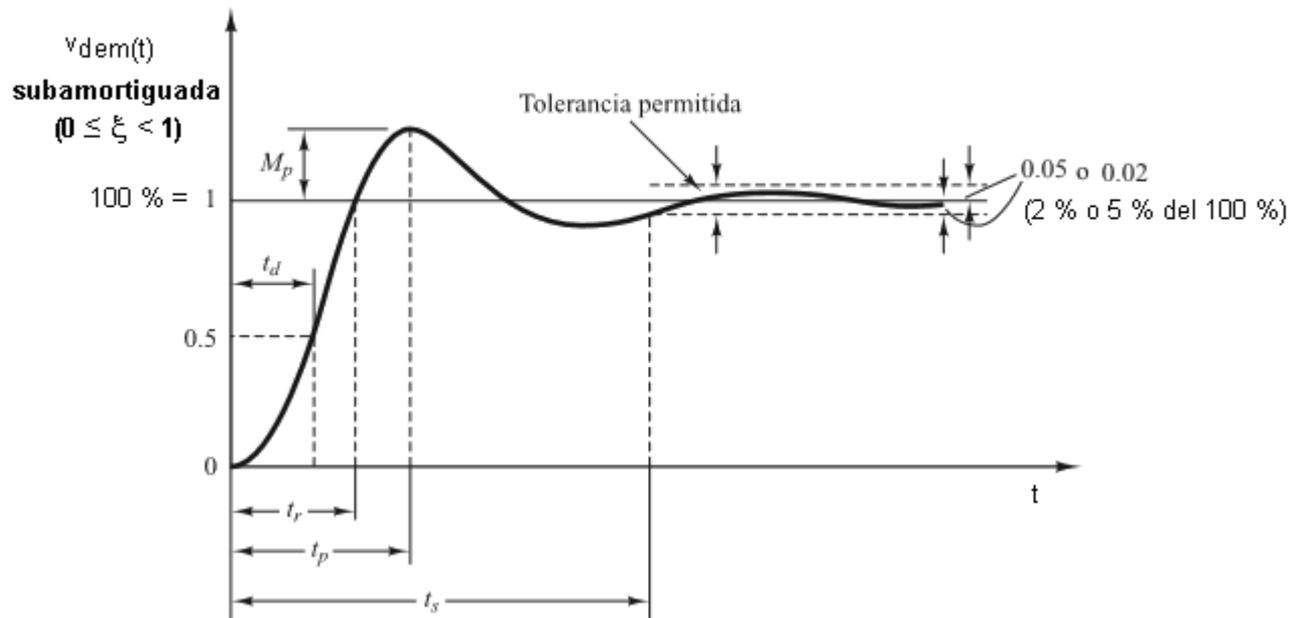
$$\tau = R_O C_O \rightarrow \text{constante de tiempo de la Transferencia del filtro}$$

determinando con ello luego de una antitransformación de Laplace tres tipos de salida temporal:

$$v_{dem}(t) = (X / K_O) \{1 - e^{-\xi \omega_n t} \cosh [(\xi^2 - 1)^{1/2} \omega_n t] + (1 - \xi^2)^{-1/2} \sinh [(\xi^2 - 1)^{1/2} \omega_n t]\} \rightarrow \text{sobreamort. } (\xi > 1)$$

$$v_{dem}(t) = (X / K_O) \{1 - [1 + \omega_n t] e^{-t \omega_n}\} \rightarrow \text{crítica } (\xi \stackrel{\Delta}{=} 1)$$

$$v_{dem}(t) = (X / K_O) \{1 - e^{-\xi \omega_n t} (1 - \xi^2)^{-1} \sin [(1 - \xi^2)^{1/2} \omega_n t + \arctang (\xi^2 - 1)^{1/2}]\} \rightarrow \text{subamortiguada } (0 \leq \xi < 1)$$

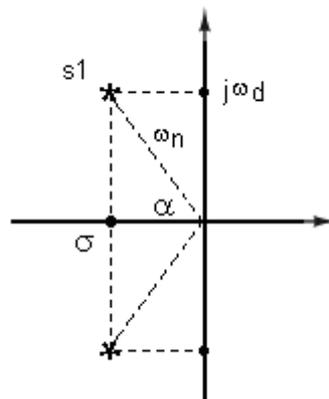


donde

$\alpha \triangleq \arctan(\xi^{-2} - 1)^{1/2} = \arccos \xi \rightarrow$ ángulo de apertura de los polos

$\sigma \triangleq \xi \omega_n \rightarrow$ constante de amortiguamiento

$\omega_d \triangleq \omega_n (1 - \xi^2)^{1/2} = (\omega_n^2 - \sigma^2)^{1/2} \rightarrow$ velocidad (2π frecuencia) de amortiguamiento



y por consiguiente

$t_d \rightarrow$ tiempo de retardo

$t_r \sim (\pi - \alpha) / \omega_n \rightarrow$ tiempo de subida

$t_p \sim \pi / \omega_d$ cuando $0 < \xi < 0,7 \rightarrow$ tiempo al pico máximo

$t_s \sim \pi / \sigma \sim 6 \tau$ cuando $0 < \xi < 0,7 \rightarrow$ tiempo de establecimiento (o en que se amortigua)

$M_p \triangleq \Delta T / T(0) \sim e^{-\pi / \tan \alpha}$ cuando $0 < \xi < 0,7 \rightarrow$ sobreimpulso máximo

Cuando se tiene un $0,4 < \xi < 0,7$ al sistema se lo considera estable y con una velocidad de respuesta (amortiguamiento) de salida aceptable, produciendo prácticamente un $0,12 < M_p > 0,3$ (sobreimpulso del 12 % al 30 %).

Ejercicios

Ejercicio 1

Calcular la amplitud pico de la tensión de salida V_{sal} demodulada del siguiente circuito.

$$K_1 = 3 \frac{V}{rad}$$

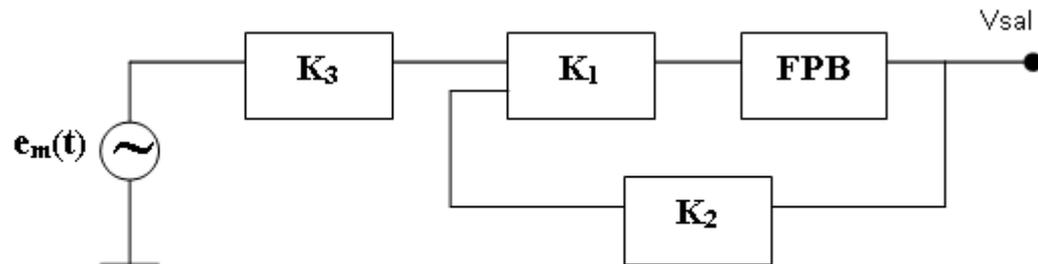
$$K_2 = 200 \frac{rad}{segV}$$

$$K_3 = 300 \frac{rad}{segV}$$

$$\tau_F = 10 \mu seg$$

$$\hat{e}_m = 1V$$

$$f_m = 10 Hz$$



Solución

Se observa que es un modulador de MF (OCV = K_3) seguido por un demodulador de MF (LFF $\sim 1/OCV = 1/K_2$). Dicho de otra manera, para la banda pasante y considerando una fuerte realimentación, y usando un simple filtro pasa bajos FPB de un solo polo que no modifique amplitudes

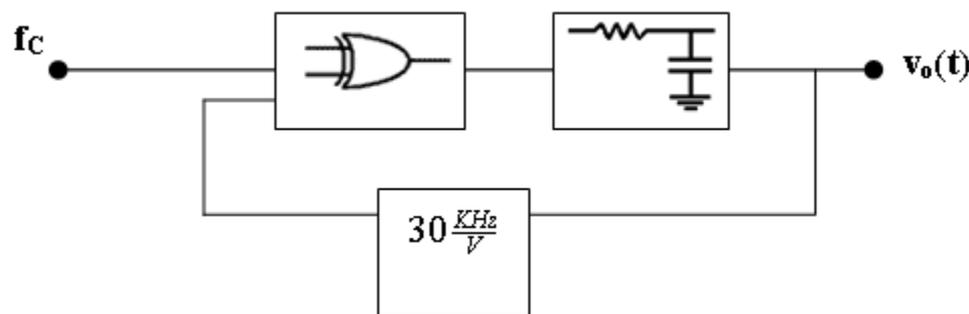
$$FPB \triangleq 1 / (1 + s\tau_F)$$

$$f_n \ll f_m \triangleq \sqrt{(K_2 K_1 / \tau_F)} \cdot 1 / 2\pi = \sqrt{(3 \cdot 1 / 10)} \cdot 1 / 2\pi = 87,6 Hz \rightarrow \text{frecuencia natural del sistema}$$

$$\Rightarrow V_{sal} \sim (K_3 \cdot 1 / K_2) E_m = (300 / 200) \cdot 1 = 1,5 V$$

Ejercicio 2

El siguiente circuito se encuentra alimentado con una tensión de fuente de 10 V, y la portadora está centrada en 100 KHz. Graficar la respuesta en el tiempo de la tensión de salida cuando la frecuencia de entrada cambia instantáneamente a 110 KHz. Los valores de los componentes del filtro son $R = 10 k\Omega$ y $C = 2,2 nF$.



Solución

Como no se especifica, se supone que nos encontramos dentro de la banda pasante. Es decir que el mayor armónico apreciable del escalón de entrada es mucho menor que la *frecuencia natural* del sistema. Por tanto la transferencia es aproximadamente $1 / K_o$ y la salida por tanto a f_c

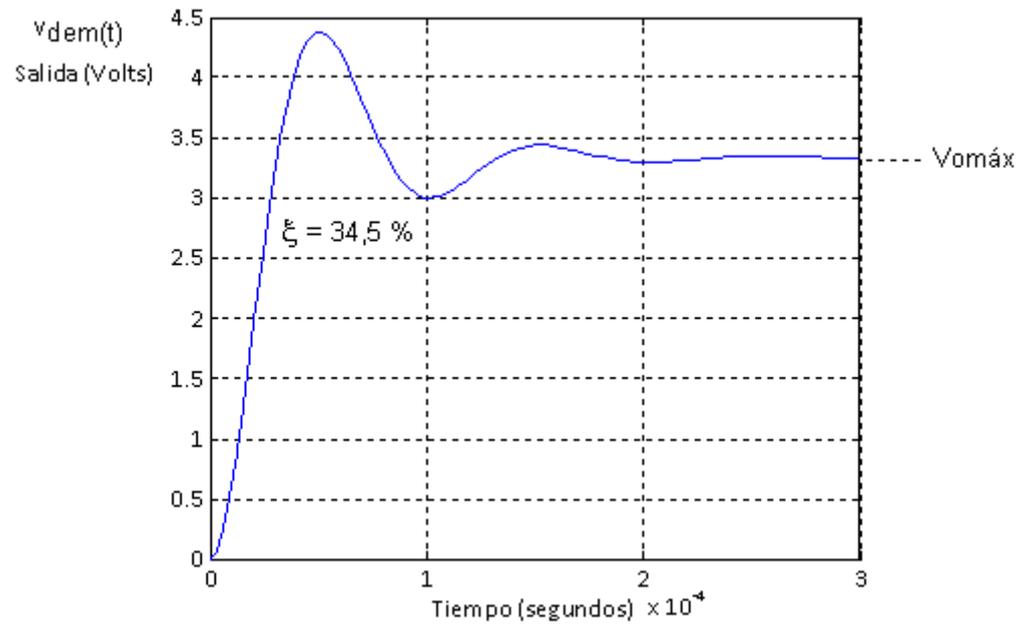
$$V_o \sim (1/K_o) 2\pi f_c = (1/2\pi \cdot 30) 2\pi \cdot 100 = 3,33 \text{ V}$$

determinando con el escalón

$$V_{o\text{máx}} \sim (1/K_o) 2\pi f_{c\text{máx}} = (1/2\pi \cdot 30) 2\pi \cdot 110 = 3,66 \text{ V}$$

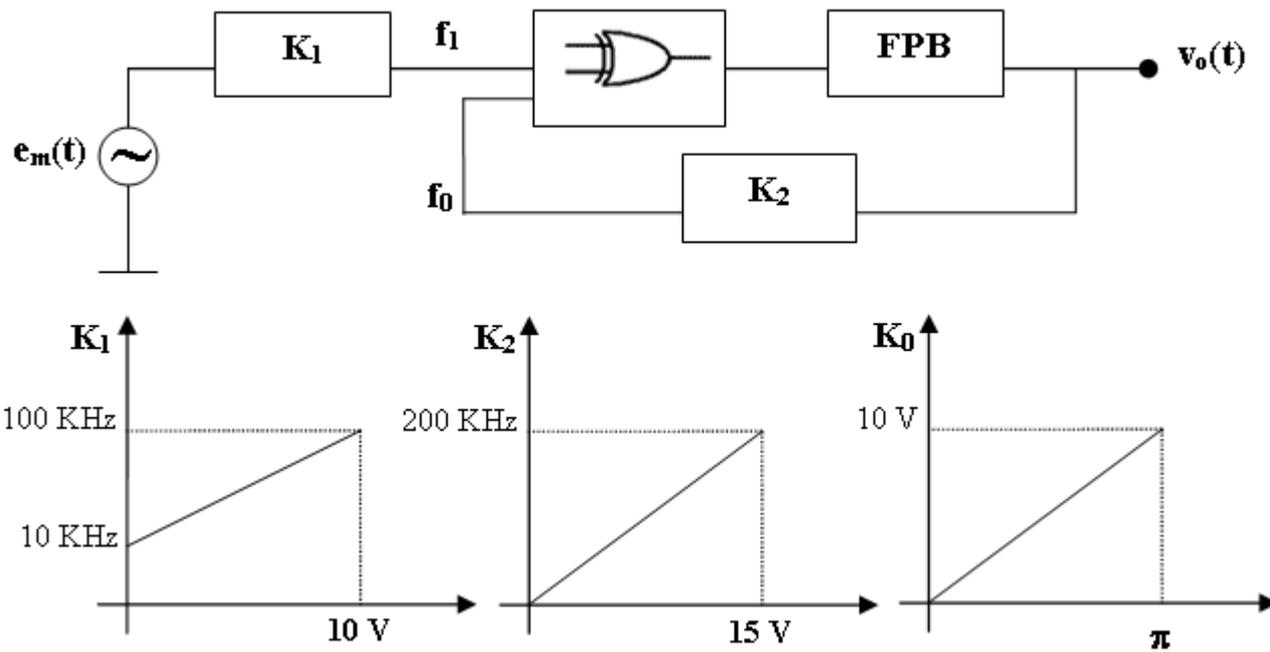
y si estimamos un cierto amortiguamiento, por ejemplo $\xi = 34,5 \%$, resulta la gráfica de respuesta al escalón

$$v_{\text{dem}}(t) = V_{o\text{máx}} \{ 1 - e^{-\xi\omega_n t} (1 - \xi^2)^{-1/2} \sin [(1 - \xi^2)^{1/2} \omega_n t + \arctang(\xi^2 - 1)^{1/2}] \} \rightarrow \text{subamortiguada } (0 \leq \xi < 1)$$



Ejercicio 3

En el siguiente circuito modulador-demodulador representado por los bloques y sus gráficas, calcular la amplitud máxima de salida y la amplitud de la señal modulante necesaria para lograrla, verificando los rangos de captura \mathcal{R}_C y de mantenimiento \mathcal{R}_M . Se supone un filtro simple con un corte en $\tau = 100 \mu\text{s}$.



Solución

Primero podemos hallar las transferencias respectivas de una manera gráfica

$$K_1 = 2\pi \cdot \Delta f / \Delta V = 2\pi \cdot (100 - 10) / (10 - 0) = 56520 \text{ r/sV} \rightarrow 9000 \text{ Hz/V}$$

$$K_2 = 2\pi \cdot \Delta f / \Delta V = 2\pi \cdot (200 - 0) / (15 - 0) = 83733 \text{ r/sV} \rightarrow 13333 \text{ Hz/V}$$

$$K_0 = 2\pi \cdot \Delta V / \Delta \theta = 2\pi \cdot (10 - 0) / (\pi - 0) = 20 \text{ V/r}$$

y hallamos

$$\mathcal{R}_m = \pi K_2 K_0 = \pi \cdot 13333 \cdot 20 = 837312 \text{ r} \rightarrow 133330 \text{ Hz}$$

$$\mathcal{R}_c = (\mathcal{R}_m / 2 \tau)^{1/2} = (837312 / 2 \cdot 100)^{1/2} = 64703 \text{ r} \rightarrow 10303 \text{ Hz}$$

lo que nos determinará los alcances posibles para la captura

$$f_c \stackrel{\Delta}{=} 10 + (100 - 10) / 2 = 55 \text{ kHz} \rightarrow \text{portadora centrada para máxima excursión de 45 kHz}$$

$$f_{c\text{máx}} = f_c + (\mathcal{R}_c / 2) = 55 + (10303 / 2) = 60151 \text{ Hz}$$

$$f_{c\text{mín}} = f_c - (\mathcal{R}_c / 2) = 55 - (10303 / 2) = 49848 \text{ Hz}$$

y evitar el desenganche

$$f_{c\text{máx}} = f_c + (\mathcal{R}_m / 2) = 55 + (133330 / 2) = 121665 \text{ Hz}$$

$$f_{c\text{mín}} = f_c - (\mathcal{R}_m / 2) = 55 - (133330 / 2) = -66610 \rightarrow 0 \text{ Hz}$$

Para hallar las magnitudes de entrada para obtener las discriminaciones que se deseen, bastará hallar la transferencia total del sistema que se aproxima en su banda de paso y por estar fuertemente realimentado

$$V_o \sim (K_1 \cdot 1 / K_2) E_m$$

Ejercicio 4

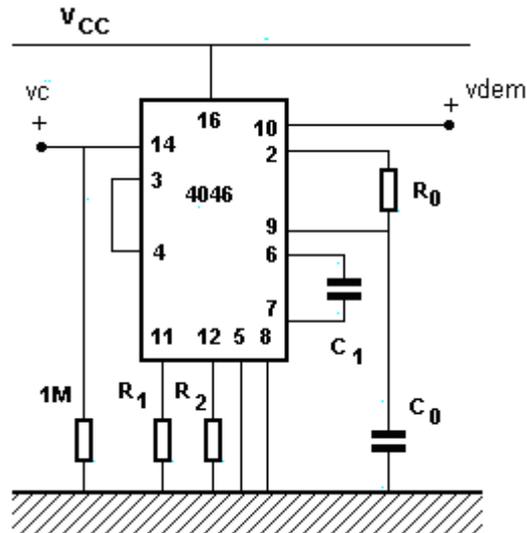
Dados los siguientes datos para una discriminación de frecuencia se pide diseñar la configuración. Recuerde que $\omega_0 = \omega_c$

$$0 \text{ Hz} < f_m < 100 \text{ Hz}$$

$$f_c = 100 \text{ kHz}$$

$$\pm \Delta f_c = \pm 1 \text{ kHz}$$

$V_c = V_{CC}$ \rightarrow amplitud de la onda cuadrada de portadora (hay excitación de compuertas con el 70% de V_{CC})



Solución

Elegimos una polarización con los ábacos que brinda el manual

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

Con la ayuda de la Fig. 4 (aquí $R_2 = \infty$ porque el fabricante es lo que aconseja) elegimos

$$R_1 = 1 \text{ M}\Omega$$

$$C_1 = 100 \text{ nF}$$

seguido con la Fig. 2 (recordar que $\omega_0 = \omega_c$)

$$\omega_{om\acute{a}x} / \omega_{om\acute{i}n} = \omega_{cm\acute{a}x} / \omega_{cm\acute{i}n} = 101 / 99 = 1,02$$

$$(R_2 / R_1) \approx 0,01$$

$$R_2 = R_1 \cdot (R_2 / R_1) = 10 \text{ k}\Omega$$

luego con la Fig. 3

$$C_2 = 1 \text{ nF}$$

Ahora también podemos hallar

$$K_d = V_{CC} / \pi = 3,82 \text{ V/rad}$$

$$K_0 = 2 \cdot \Delta \omega_c / V_{CC} = 2 \cdot 2\pi \Delta f_c / V_{CC} = 2 \cdot 2\pi \cdot 1 / 12 = 1046 \text{ rad/Vs}$$

$$\mathcal{R}_m = \pi K_0 K_d = \pi K_0 K_d = 6393 \text{ r} \rightarrow 2036 \text{ Hz} \geq \omega_{cm\acute{a}x} - \omega_{cm\acute{i}n} = 2 \Delta f_c = 101 - 99 = 2 \text{ kHz}$$

Si adoptamos por ejemplo un amortiguamiento al sobreimpulso indeseable y un capacitor de filtro

$$\xi = 0,7 < 1 \rightarrow \text{típico } 0,7 \text{ para modulaciones de audiofrecuencias}$$

$$C_0 = 100 \text{ nF}$$

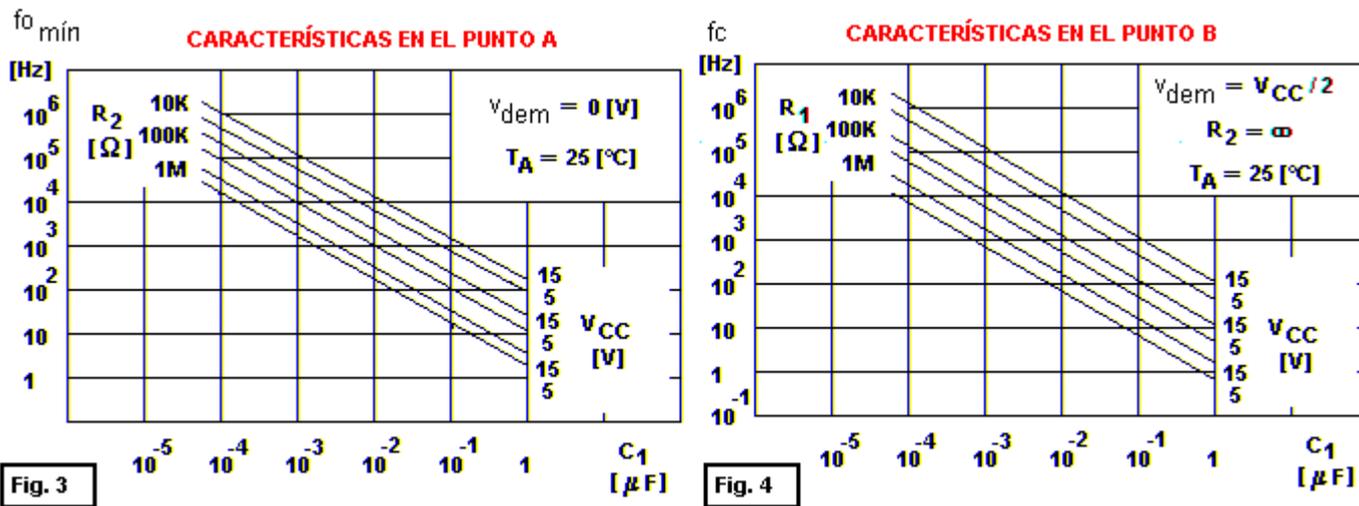
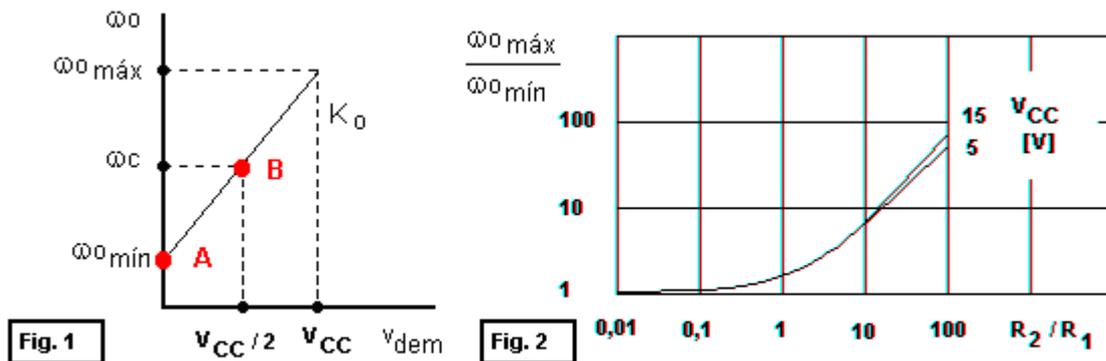
se determinará

$$\tau = 1/4 \xi^2 K_d K_0 = 1/4 \cdot 0,7^2 \cdot 3,82 \cdot 523 = 255 \mu\text{s} \leq 1/\omega_{m\text{max}} = 1,59 \text{ ms} \rightarrow \text{Verificación del corte en altas de la modulante}$$

$$R_0 = 1/\tau C_0 = 1/255 \mu\text{s} \cdot 100 \text{ nF} = 2250 \Omega \rightarrow 2,2 \text{ k}\Omega$$

Verificamos finalmente que el LFF logre capturar la MF

$$\mathcal{R}_c = (\mathcal{R}_m / 2\tau)^{1/2} = (2036 / 2 \cdot 255)^{1/2} = 1998 \text{ Hz} > \Delta f_c = 1 \text{ kHz} \rightarrow \text{correcto}$$



Ejercicio 5

Un LFF con filtro RC simple presenta un rango de mantenimiento de 400 kHz y rango de captura de 300 kHz. Hallar la frecuencia natural del sistema f_n y el coeficiente de amortiguamiento ξ .

Solución

Podemos desarrollar

$$\mathcal{R}_m = \pi K_0 K_d$$

$$\Rightarrow K_o K_d = R_m / \pi = 2\pi \cdot 400 / \pi = 800 \text{ kr/s} \rightarrow 127 \text{ kHz}$$

$$R_c = (R_m / 2\tau)^{1/2}$$

$$\Rightarrow \tau = R_m / 2 R_c^2 = 400 / 2 \cdot 300^2 = 2,22 \text{ ms}$$

$$\omega_n = (K_o K_d / \tau)^{1/2}$$

$$\Rightarrow \omega_n = (K_o K_d / \tau)^{1/2} = (800 / 2,22)^{1/2} = 18983 \text{ r/s} \rightarrow 3022 \text{ Hz}$$

$$\Rightarrow \xi = 1 / 2\tau\omega_n = 1 / 2 \cdot 2,22 \cdot 18983 = 0,0118 \rightarrow 1,18 \%$$

Discriminador de Relación

La discriminación de FM con el uso de sintonías ha pasado históricamente por diferentes criterios. Desde la simple pendiente a -40 DB/DÉC de un sintonía simple (observe que esta pendiente es de doble integración o derivación y que no afectará el proceso de discernir la señal puesto que de una RF de portadora sinusoidal se obtendrá nuevamente la misma senoide y el contenido modulante no altera), para luego utilizar la doble con el Travis, seguida la implementación Foster Seeley y, para terminar finalmente con el tipo de Relación que es una variante de la anterior sumando un mérito a la limitación del ruido de amplitud.

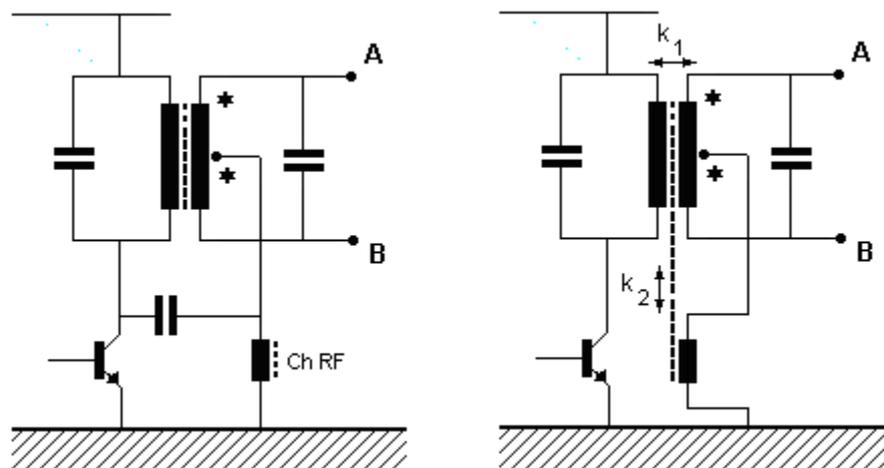
Teoría de funcionamiento

Separaremos a este discriminador en dos parte: una primera, explicando la detección Foster Seeley; y una segunda, el efecto limitador del ruido por la configuración Relación.

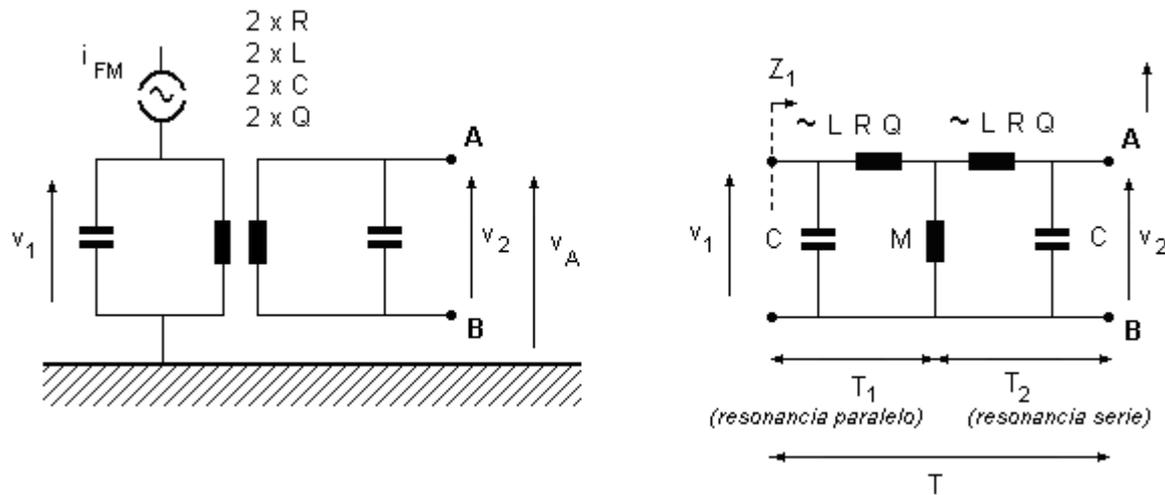
Demodulador Foster Seeley

Su técnica consiste en pasar una corriente de FM a una amplitud de tensión de MA para luego sencillamente detectarla.

El siguiente circuito muestra dos variantes. Una con un acople capacitivo y la otra aprovechando la bobina de un tercer secundario. Ambos casos son iguales.



La técnica consiste en obtener una v_A de MA como suma vectorial (fasorial) de v_1 y v_2 , apareciendo tanto en el punto A como en el B. Como se utiliza en FI magnitudes por encima de unos cuantos MHz, será de esperar siempre bajos coeficiente de acoplamiento k ; por tanto normalmente el transformador tiene núcleo de ferrite o aire.



Las ecuaciones que determinarán el comportamiento son las siguientes

$$Z_1 = (1/sC) // (sL + R) \sim RQ^2 / (1 + j\phi_1)$$

$$\phi_1 \sim 2 \Delta\omega / B = 2Q \Delta\omega / \omega_0$$

$$\omega_0^2 \sim 1/LC$$

$$|Z_1| = RQ^2 / (1 + \phi_1^2)^{1/2} \sim RQ^2$$

$$i_{FM} = I_C \exp j(\omega t + \theta)$$

$$\theta = AF \text{ (señal moduladora)}$$

$$v_1 = i_{FM} Z_1 = I_C Z_1 = I_C RQ^2 \exp j\phi_1 = V_1 \exp j\phi_1 = V_1 \cos \phi_1 + j V_1 \sin \phi_1$$

$$V_1 = \text{constante}$$

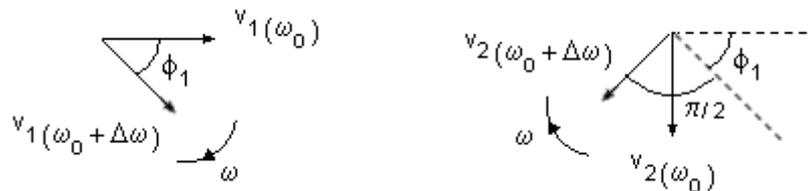
$$T_1 \sim sM / (sL + sM) \sim M / L = k$$

$$k = k \exp j0 \text{ (el coeficiente de acoplamiento no produce rotación de fase)}$$

$$T_2 \sim (1/sC) / [R + sL + (1/sC)] \sim Q / [Q(\Delta\omega / \omega_0)^2 + j] \sim jQ$$

$$T = T_1 \cdot T_2 = -j kQ$$

$$v_2 = v_1 \cdot T = kQV_1 \exp [-j(\phi_1 + \pi/2)]$$



lo que determinará

$$v_A^2 = v_1^2 + v_2^2 / 2$$

$$v_A = v_1 + v_2 / 2 = (V_1 \cos \phi_1 + V_2 / 2 \cos \phi_1) + j (V_1 \sin \phi_1 + V_2 / 2 \sin \phi_1)$$

y reemplazando $V_2 = kQ V_1$

$$v_A / v_1 = v_A / V_1 = (1 + kQ/2) \cos \phi_1 + j (1 - kQ/2) \sin \phi_1 \sim (1 + kQ/2) \cos \phi_1 + j (1 - kQ/2) \sin \phi_1$$

$$|v_A / v_1| = [(1 + kQ/2)^2 + (1 - kQ/2)^2 \phi_1^2]^{1/2}$$

que para reposo, esto es, sin modular (ω_0 y $\phi_1 = 0$), la transferencia resulta

$$|v_A / v_1| = 1 + (kQ/2)$$

Al modular ahora, resulta que

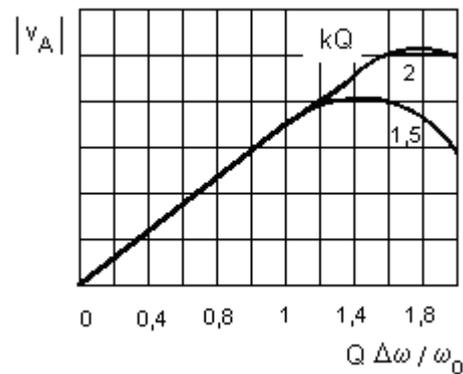
$$\phi_1(\omega) = 0 < \phi_1 < \Delta\omega \cdot 2Q/\omega_0$$

determinando finalmente la excursión de amplitud a la salida en el punto A para cuando $kQ \sim 1$ que son prácticamente todos los casos de diseño

$$|v_A|(\omega) = [1 + (kQ/2)] \cdot |v_1| = [1 + (kQ/2)] \cdot V_1 = [1 + (kQ/2)] \cdot I_C R Q^2$$

$$|v_A|(\omega + \Delta\omega) = |v_A|(\omega) \cdot \phi_1 = [1 + (kQ/2)] \cdot I_C R Q^2 \cdot 2Q \Delta\omega / \omega_0 \sim 2Q^2 R I_C \cdot Q \Delta\omega / \omega_0$$

Seguido se presenta una figura más general de esta ecuación y que nos servirá para el proyecto y elegir la parte lineal.



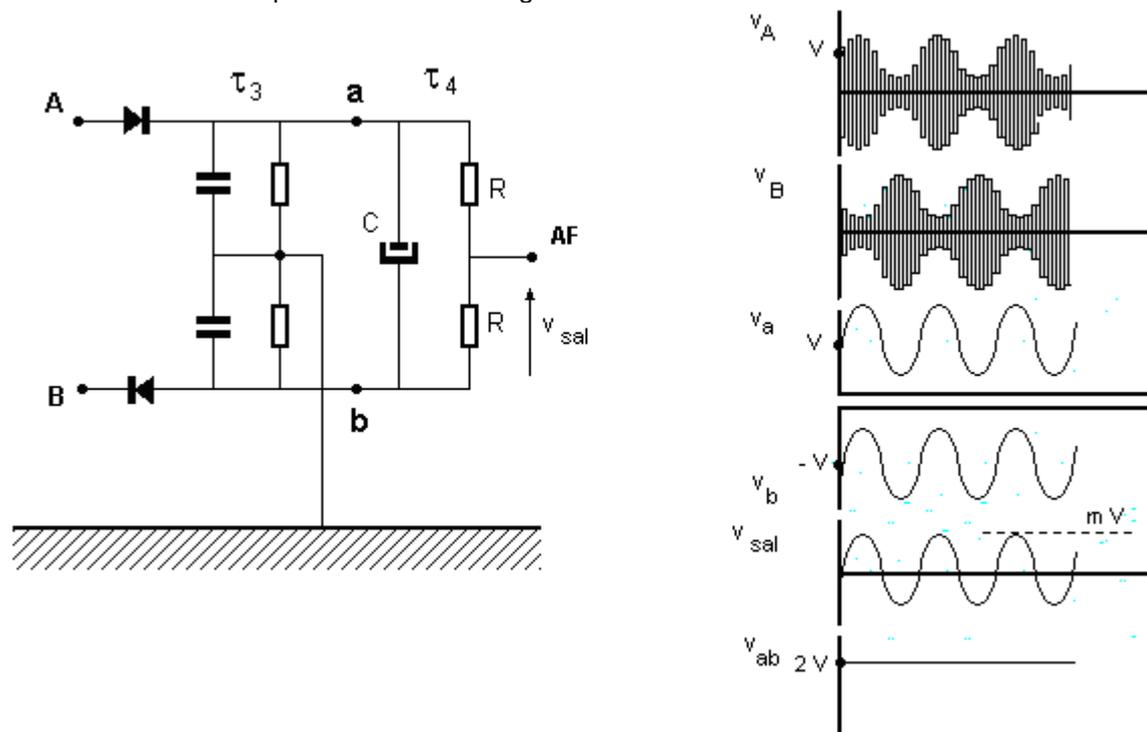
En suma, la transferencia total para la zona lineal nos queda como

$$T = |v_A / i_{FM}| \sim \Delta\omega \cdot 2Q^3 R I_{FM} / \omega_0$$

Luego de esta implementación, es decir del hecho de haber convertido FM en MA, se utilizan dos simples detectores de MA en ambos puntos A y B.

La supresión del ruido de amplitud

Completamos el circuito con la implementación de la figura.



Si llamamos V a la amplitud de la portadora de FM, m al índice de modulación y R a las resistencias adjuntas al electrolítico, observamos lo siguiente

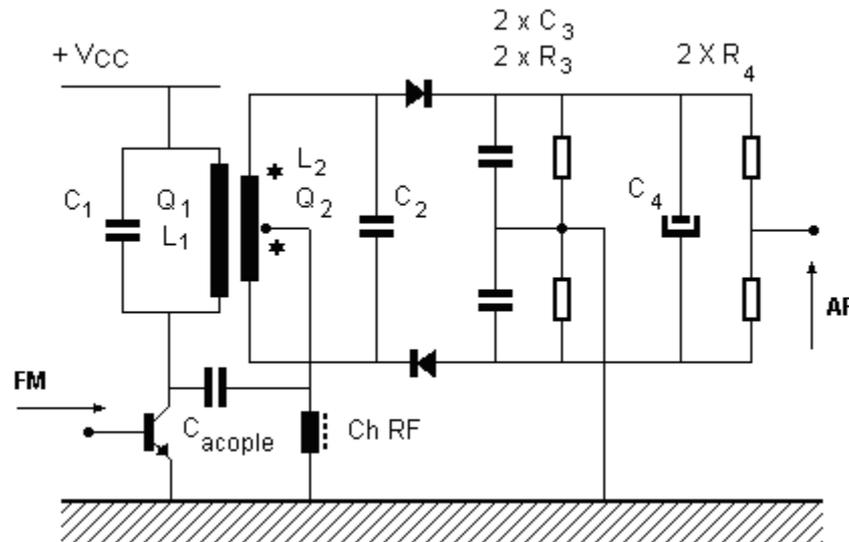
$$\begin{aligned} v_a &= (1 + m) V \\ v_b &= -(1 - m) V \\ v_{ab} &= v_a - v_b = 2 V \\ v_{sal} &= v_a - (v_{ab} / 2 R) R = m V \end{aligned}$$

o sea que si hay interferencia de amplitud sobre la portadora de FM, esto es una $V(t)$ indeseable, el electrolítico limitará todo cambio en $2V$ logrando la limitación. La constante de tiempo que determina esto, despreciando un diseño de resistencias del filtro detector que influyan, sencillamente dependerá de

$$\tau \sim 2 R C$$

Ejercicio

Se pide diseñar el siguiente discriminador de Relación para una FI de FM estereo múltiplex comercial de 10,7 MHz y corrimiento del multiplexado en +/- 6,44 KHz. Despreciar los componentes distribuidos por simplicidad.



Estimamos un transformador conforme a la experiencia y lo medimos. Recuerde al armarlo de no cambiar el diámetro del alambre porque sino el Q no será el mismo en los bobinados. Entonces, por ejemplo, supongamos haber obtenido a la frecuencia de trabajo

$$\begin{aligned} L_1 &= 8 \mu\text{H} \\ L_2 &= 6 \mu\text{H} \\ Q &= Q_1 = Q_2 = 85 \\ k &= 15 \% \end{aligned}$$

Verificamos que el circuito se halle en la zona lineal de transmisión usando el ábaco descripto precedentemente

$$\begin{aligned} \Delta\omega Q / \omega_0 &= 0,051 < 1,2 \text{ ---> correcto} \\ k Q &= 12,7 > 1,5 \text{ ---> correcto} \end{aligned}$$

Y finalmente

$$C_1 = 1 / \omega_0^2 L_1 = 27,6 \text{ nF}$$

$$C_2 = 1 / \omega_0^2 L_2 = 36,9 \text{ nF}$$

Choque RF = ... $\gg L_2$ (así no se carga) (para este caso cualquier bobinado con ferrite será suficiente)

$$1 / \omega_0 C_{\text{acople}} \ll Q \omega_0 L_1 \implies C_{\text{acople}} = 1 \text{ nF} \text{ (así no se carga)}$$

Para no modificar los cálculos realizados podemos elegir una carga del detector despreciable (recuerde que prácticamente vale $R/2 \eta^2 \sim R/2$)

$$Q \omega_0 L_2 \ll 2.R_3/2 \implies R_3 = 330 \text{ k}\Omega$$

y su filtro C_3 deberá cortocircuitar a la RF pero no al AF

$$1 / \omega_m \text{ máx } C_3 \gg R_3 \quad \text{y} \quad 1 / \omega_0 C_3 \ll R_3 \implies C_3 = 100 \text{ pF}$$

Para el limitador, podemos seguir eligiendo diseños que no afecten a los anteriores cálculos

$R_3 \ll R_4 = 3M\Omega$ (si es muy elevada puede igual usarse una menor porque un gran electrolítico cubrirá toda falta)

$$C_4 \cdot 2 R_3 \sim 1 \text{ segundo} \implies C_4 = 10 \mu\text{F}$$

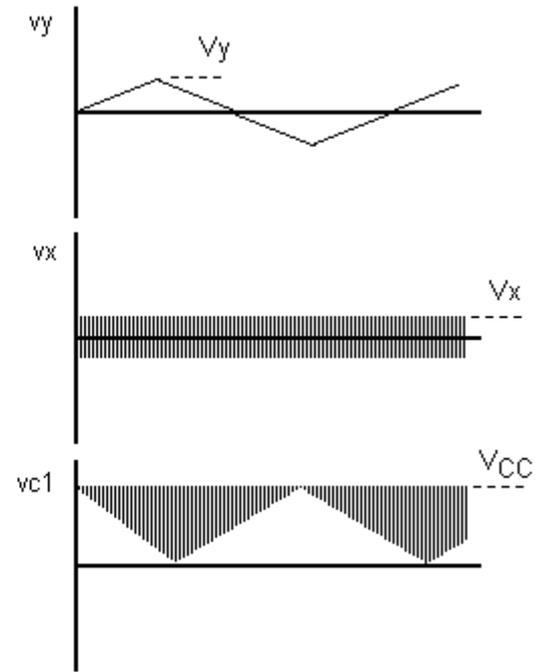
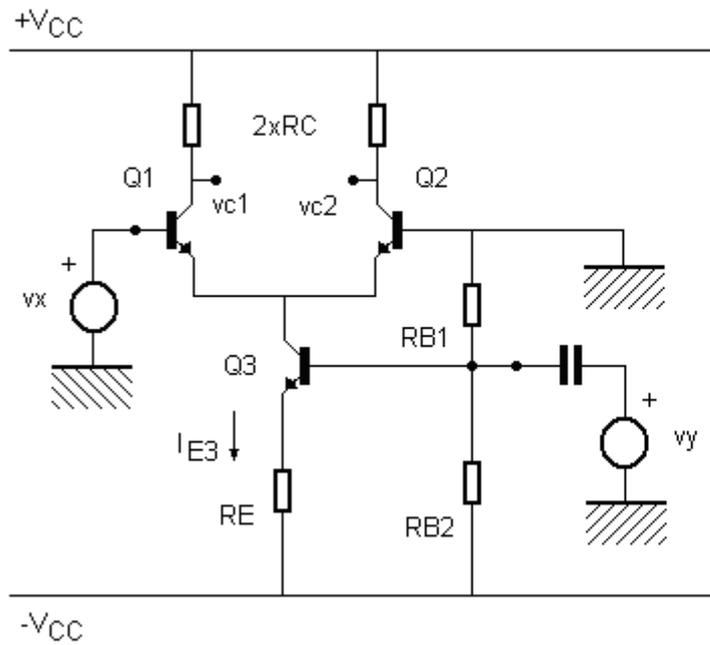
Multiplicadores

Se estudia la Multiplicación Analógica, lineal y conmutada, porque responde a una gran versatilidad de implementación en circuitos integrados permitiendo efectos de modulación o demodulación con bastante simplicidad.

Circuito básico

El circuito básico consiste en un *amplificador diferencial* polarizado con una fuente de corriente. El problema consistirá en obtener un par diferencial de transistores $Q_1 \sim Q_2$ con similares características de transconductancia, cuestión por la cual sólo se lo implementa con la técnica de la integración.

La configuración que se muestra es típica. Para comprender su funcionamiento aplicaremos los conceptos que se obtienen del *teorema de la superposición* de la Electrotecnia. Si bien su salida estará determinada por las amplificaciones dadas en sus bases v_x , a ella se le sumará el efecto dado por sus dos entradas también como producto $v_x v_y$, por la cual este circuito genera en este último efecto una Doble Banda Lateral con Portadora Suprimida (DBL-PS). Seguido lo demostraremos.



Las excursiones dinámicas **parciales** devienen en lo siguiente:

$$A_{Cx} \triangleq \frac{\Delta v_{c1}}{v_x} = g_m RC \rightarrow \text{Amplificación de salida común con entrada en modo diferencial } v_x$$

$$A_{Cy} \triangleq \frac{\Delta v_{c1}}{v_y} = g_{mef} RC \rightarrow \text{Amplificación de salida común con entrada en modo común } v_y$$

$$A_{Dx} \triangleq \frac{\Delta (v_{c1} - v_{c2})}{v_x} = 2 g_m RC \rightarrow \text{Amplificación de salida diferencial con entrada en modo diferencial } v_x$$

$$A_{Dy} \triangleq \frac{\Delta (v_{c1} - v_{c2})}{v_y} = 2 g_{mef} RC \rightarrow \text{Amplificación de salida diferencial con entrada en modo común } v_y$$

donde el valor "efectivo" de la transconductancia (g_{mef}) dependerá del transistor de corriente Q3. Para comprender esto, recordemos la relación **teórica (en la práctica no es tan exacto)** entre la transconductancia y la corriente de colector para rangos estáticos

$$I_C \sim I_{CO} (e^{V_{BE}/V_T} - 1)$$

$V_{BE} \rightarrow$ Tensión estática entre base y emisor

$\Delta V_{BE} \rightarrow$ Tensión dinámica entre base y emisor

$V_T \sim 25 \text{ mV} \rightarrow$ a 25°C

$$g_m = \Delta I_C / \Delta V_{BE} = g_{m0} e^{V_{BE}/V_T}$$

$$g_{m0} = I_{CO} / V_T \rightarrow \text{constante}$$

por lo que para una polarización dada en los diferenciales Q1-Q2

$$g_{mef} = g_m(I_C) = g_{m0} e^{V_{BE}/V_T} = g_{m0} e^{v_y/V_T} \sim k \cdot v_y$$

o bien para cada uno de ellos

$$g_{mef} = g_m(I_C) = \partial I_C / \partial V_{BE} = g_{m0} e^{V_{BE}/V_T} \sim I_C / V_T \sim I_{E3} / 2V_T \rightarrow \text{aproximación válida cuando } e^{V_{BE}/V_T} \gg 1$$

donde k es una *constante genérica* de proporcionalidad. En otras palabras, estamos diciendo que la transconductancia efectiva g_{mef} seguirá los cambios de amplitud dinámicos de v_y y tendrá su misma forma de magnitud temporal. De esta manera resultan

$$\begin{aligned} A_{Dx} \triangleq \frac{\Delta (v_{c1} - v_{c2})}{v_x} &= (i_{c1} + i_{c2}) RC / (i_{b1} + i_{b2}) h_{11e} = \\ &= (i_{b1} + i_{b2}) h_{21e} RC / (i_{b1} + i_{b2}) h_{11e} = g_{mef} RC = k RC \cdot v_y = A_{Dx}(v_y) \rightarrow \text{la } A_{Dx} \text{ es función de } v_y \end{aligned}$$

o, dicho de otra manera, podemos ver el control que ejerce la polarización de Q3 en la amplificación diferencial de Q1-Q2

$$A_{Dx} \triangleq (v_{c1} - v_{c2}) / v_x = g_{mef} RC \sim RC \cdot I_{E3}/2V_T$$

Cuando v_x y v_y son armónicas del espectro de una señal con cierta Banda Base en general

$v_x = V_x \cos \omega_x t \rightarrow$ normalmente de alta frecuencia (o una portadora)

$v_y = V_y \cos \omega_y t \rightarrow$ normalmente de baja frecuencia (o una modulante)

entonces podemos ver claramente que **la salida diferencial del circuito es una modulación de amplitud MA (DBL-PS + portadora)**. Para demostrar esto primero planteamos la corriente instantánea por Q1 ($I_{E3} \sim I_{C3}$ es la polarización de Q3)

$$I_{E3} \sim V_{CC} R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$$

$$i_{c1} = I_{E3}/2 - g_m v_x/2 \sim (I_{E3}/2 + v_y/2R_E) - g_m v_x/2 = (I_{E3}/2 + v_y/2R_E) - (I_{E3}/2V_T \cdot v_x/2 + v_y/2 R_E V_T \cdot v_x/2) = I_{E3}/2 + v_y/2R_E - I_{E3}/4V_T \cdot v_x - v_x \cdot v_y/4R_E V_T$$

$$v_{c1} = V_{CC} - i_{c1} RC = V_{CC} - I_{E3}/2 RC - v_y RC/2R_E + I_{E3} RC/4V_T \cdot v_x + v_x \cdot v_y RC/4R_E V_T$$

$$v_{c2} = V_{CC} - i_{c2} RC = V_{CC} - I_{E3}/2 RC - v_y RC/2R_E - I_{E3} RC/4V_T \cdot v_x - v_x \cdot v_y RC/4R_E V_T$$

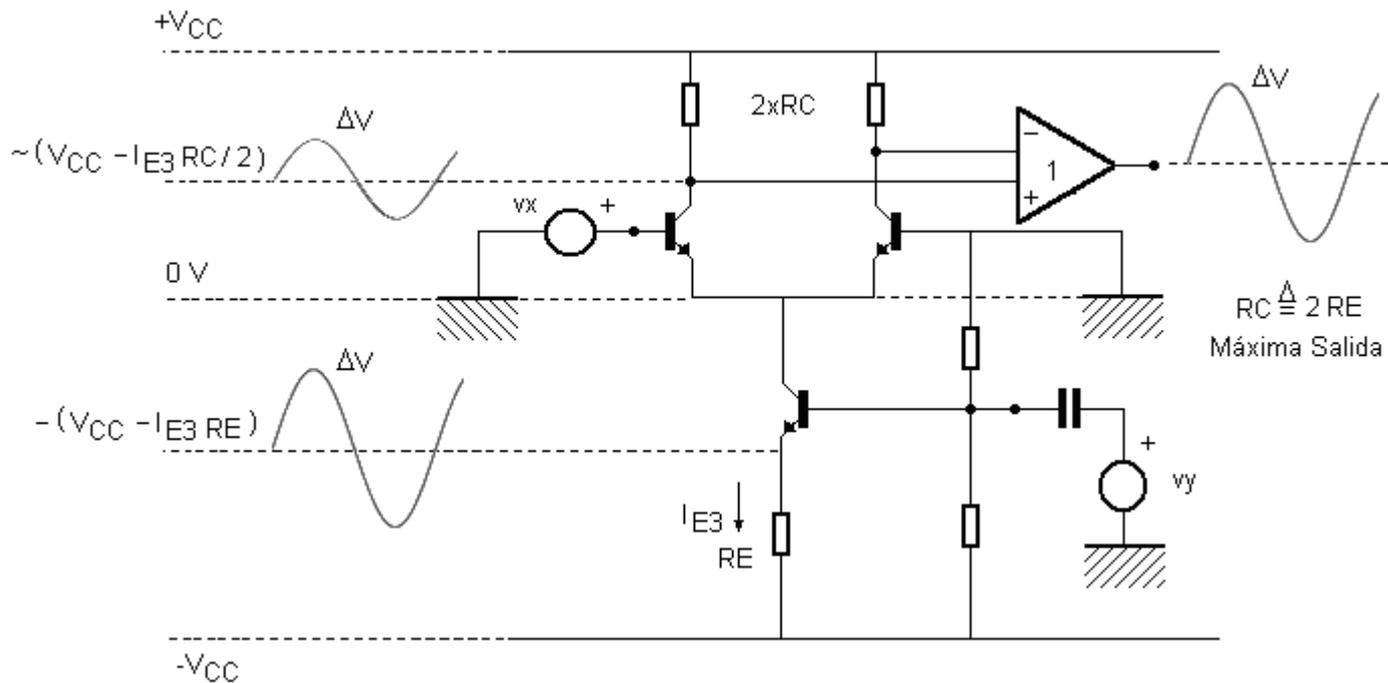
$$v_{c1} - v_{c2} = I_{E3} RC/2V_T \cdot v_x + RC/2R_E V_T \cdot v_x \cdot v_y = V_o \{ \cos \omega_x t + m/2 [\cos (\omega_x + \omega_y) t + \cos (\omega_x - \omega_y) t] \} \rightarrow \text{MA (portadora + DBL-PS)}$$

$$V_o = (I_{E3} RC/2V_T) \cdot V_x$$

$$m = V_y / I_{E3} R_E$$

La política de fabricación

Cuando se dispone la condición $RC = 2 R_E$, el esquema muestra que es logrado con esta adopción una configuración de fácil memoria para obtener la máxima salida posible.



Funcionamiento como modulador de MA o bien de DBL-PS

Según se inserte en v_x o v_y portadora y modulante, podemos obtener ambos efectos.

Si definimos como antes

$$V_o \triangleq (IE_3RC/2VT) \cdot V_x$$

$$m \triangleq V_y / IE_3RE$$

entonces se ven los efectos

$v_x = V_x \cos \omega x t \rightarrow$ normalmente de alta frecuencia (o una portadora RF)

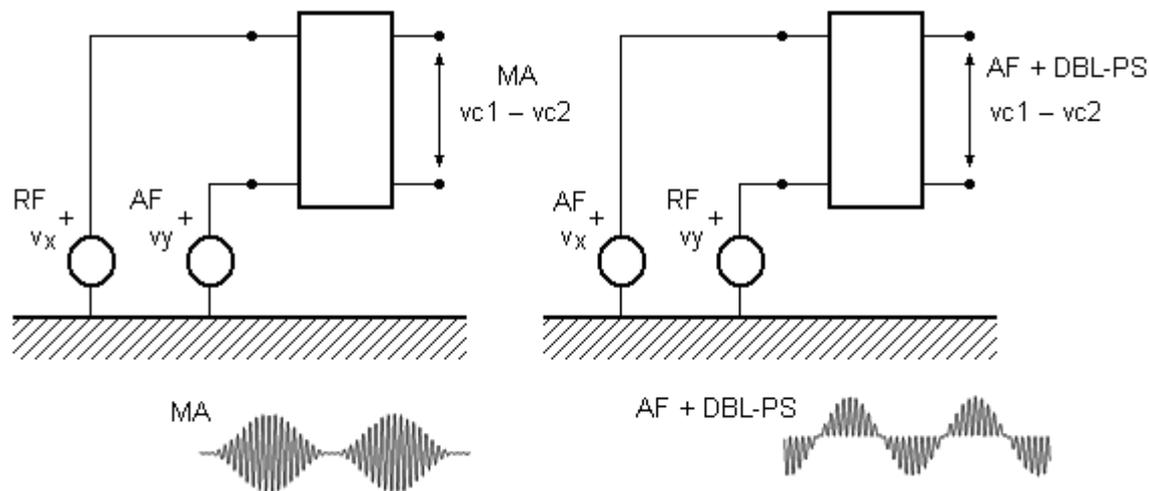
$v_y = V_y \cos \omega y t \rightarrow$ normalmente de baja frecuencia (o una modulante AF)

$v_{c1} - v_{c2} = V_o \{ \cos \omega x t + m/2 [\cos (\omega x + \omega y) t + \cos (\omega x - \omega y) t] \} \rightarrow$ MA (portadora + DBL-PS)

$v_x = V_x \cos \omega x t \rightarrow$ normalmente de baja frecuencia (o una modulante AF)

$v_y = V_y \cos \omega y t \rightarrow$ normalmente de alta frecuencia (o una portadora RF)

$v_{c1} - v_{c2} = V_o \{ \cos \omega y t + m/2 [\cos (\omega x + \omega y) t + \cos (\omega x - \omega y) t] \} \rightarrow$ AF + DBL-PS

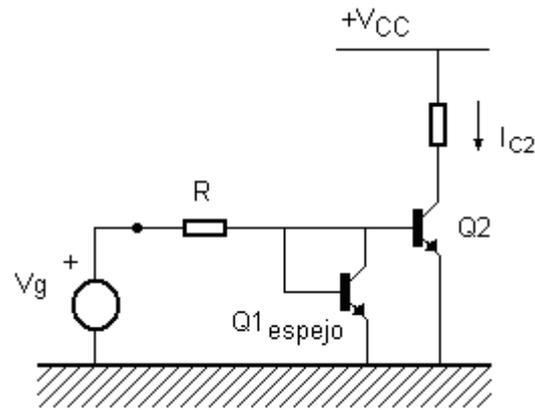


Espejo de corriente

La siguiente ingeniosa aplicación permitirá regular la corriente de un transistor no necesariamente por su base, sino por un reflejo o “espejo” en un circuito aparte. Como siempre, se deberá poseer transistores Q1~Q2 con similares características de transconductancia. Veamos sus ecuaciones de funcionamiento, y recuerde el tema teniendo en cuenta que siempre $\beta = h_{FE} \sim h_{fe} = h_{21e}$ y por tanto las magnitudes estáticas coinciden con las dinámicas $I_E \sim i_E$ para el análisis (**si esto no se sabe debe recurrir con urgencia a consultarlo**)

$$I_{C2} = \beta I_{B2} \sim \beta I_{B1} \sim I_{C1} = (V_g - 0,6) / R \rightarrow \text{consideración estática}$$

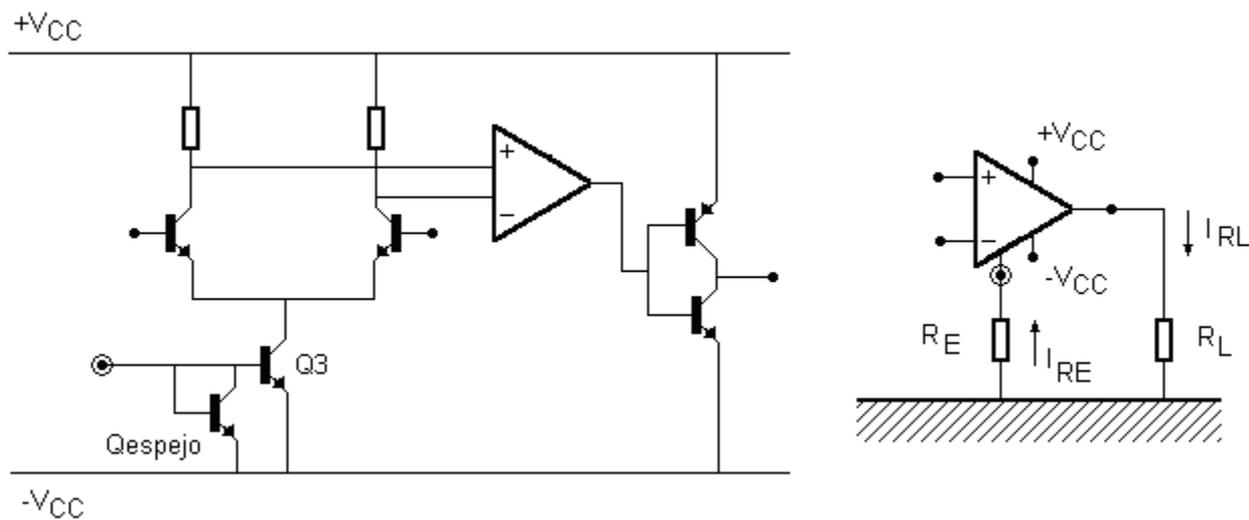
$$i_{c2} = \beta i_{B2} \sim \beta i_{B1} \sim i_{c1} = v_g / R \rightarrow \text{consideración dinámica}$$



Multiplicador con AOT

Las mismas características que definen a un Amplificador Operacional de Tensión (AOV) son realizadas sobre circuitos con salida de corriente o llamado Amplificador Operacional de Transconductancia (AOT). Alta resistencia de entrada común y diferencial, alta ganancia, pero su salida es la configuración complementaria de los colectores de dos transistores de juntura.

Otra característica de estos integrados, por la cual nos compite en el tema que exponemos, es que se suelen armar con una entrada extra a modo de *espejo de corriente* alimentando al amplificador de entrada diferencial para ser trabajados a modo de multiplicación. Esto se muestra en la figura.



$$I_{RL} = (V_{CC} - 0,6) v_x / 2REVT + v_x.v_y / 2REVT$$

$$\Rightarrow V_L = I_{RL} R_L = A \cdot v_x + B \cdot v_x.v_y \rightarrow \text{MA (portadora + DBL-PS)}$$

$$\Rightarrow A = (V_{CC} - 0,6) / 2REVT$$

$$\Rightarrow B = 1 // 2REVT$$

La **máxima salida** sin distorsión se dará cuando ocurra lo que se ha explicado en el *espejo de corriente* y se obtenga como límite la alimentación VCC

$$I_{RE} \sim V_{CC} / RE \stackrel{\Delta}{=} I_{RL}$$

$$V_{CC} = I_{RL} R_L$$

$$\Rightarrow R_L = RE \rightarrow \text{no confundir con el caso anterior sin el AOT}$$

y si la tensión negativa que alimentara únicamente al *espejo de corriente* fuera de magnitud diferente VEE entonces

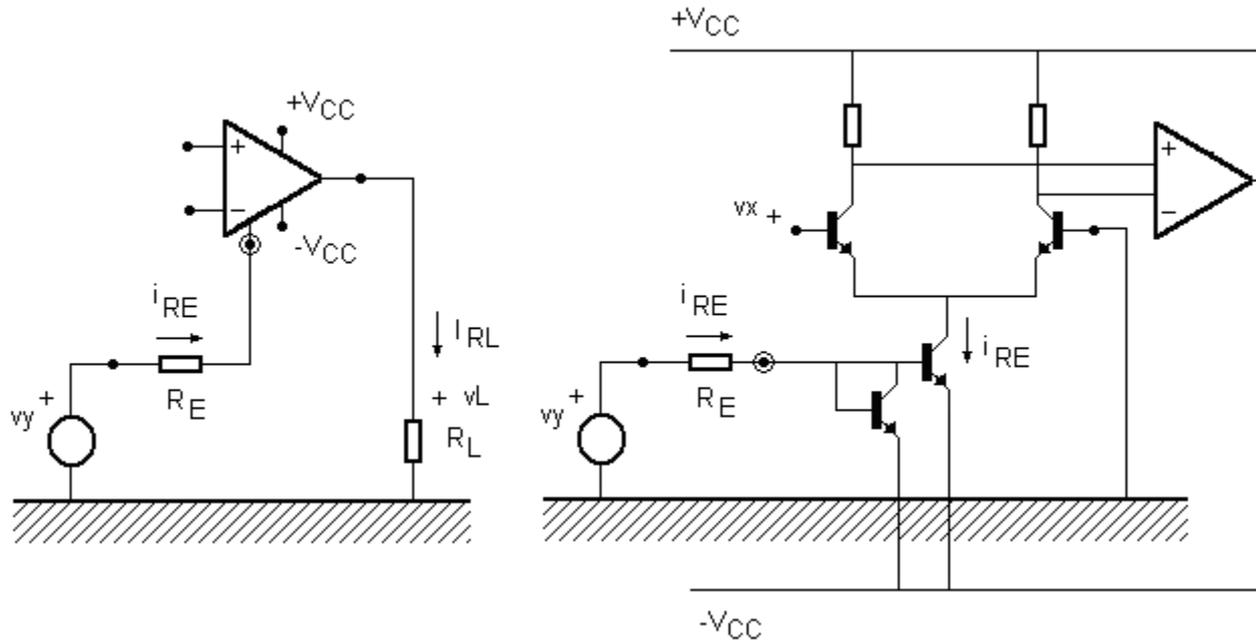
$$I_{RE} \sim V_{EE} / R_E \stackrel{\Delta}{=} I_{RL}$$

$$V_{CC} = I_{RL} R_L$$

$$\Rightarrow R_L = R_E \cdot V_{EE} / V_{CC} \rightarrow \text{m}{\acute{a}}xima salida (\text{modo lineal sin conmutar})$$

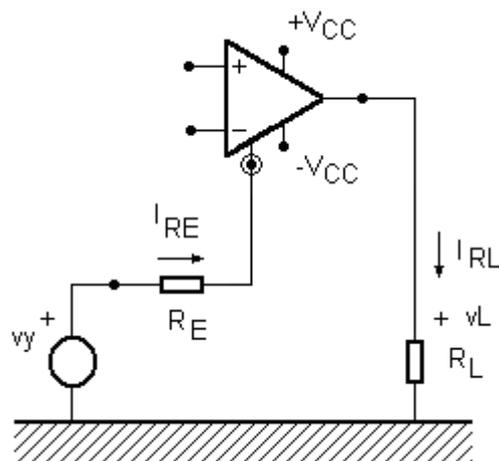
Por otra parte y teniendo en cuenta consideraciones est{aticas y din{amicas}, el *espejo de corriente* puede implementarse de la siguiente manera

$$i_{RE} \sim I_{RE} + v_y / R_E = [(V_{CC} - 0,6) / R_E] + v_y / R_E$$



Funcionamiento en modo conmutado

Dicho circuito puede implementarse con se{ales de amplitud V_x bajas o bien altas, ya sea operando por tanto al sistema de una manera *lineal* en su zona activa (amplificador diferencial cl{asico) o bien *conmut{andolo}*, respectivamente. En ambos casos tendremos una modulaci{on de MA si dicha v_x es la modulante, como se explicara anteriormente.



Se suele recurrir a esta implementaci{on para prescindir de la amplitud de una se{al y su ruido interferente de amplitud que puede tener asociado, puesto que la conmutaci{on enmascarar{a toda amplitud al limitarla. Obviamente esta se{al no ser{a la modulante porque se perder{a toda informaci{on, sino que este criterio se aplicar{a solamente a la portadora.

Para el segundo caso, el *conmutado*, la amplitud V_x debe ser grande puesto que el TBJ es un dispositivo que es lineal a la transferencia de corriente pero a no a la tensión entre base y emisor. En cuanto a su comportamiento podemos observar en cada transistor Q1-Q2 lo siguiente

$v_x \rightarrow$ señal portadora

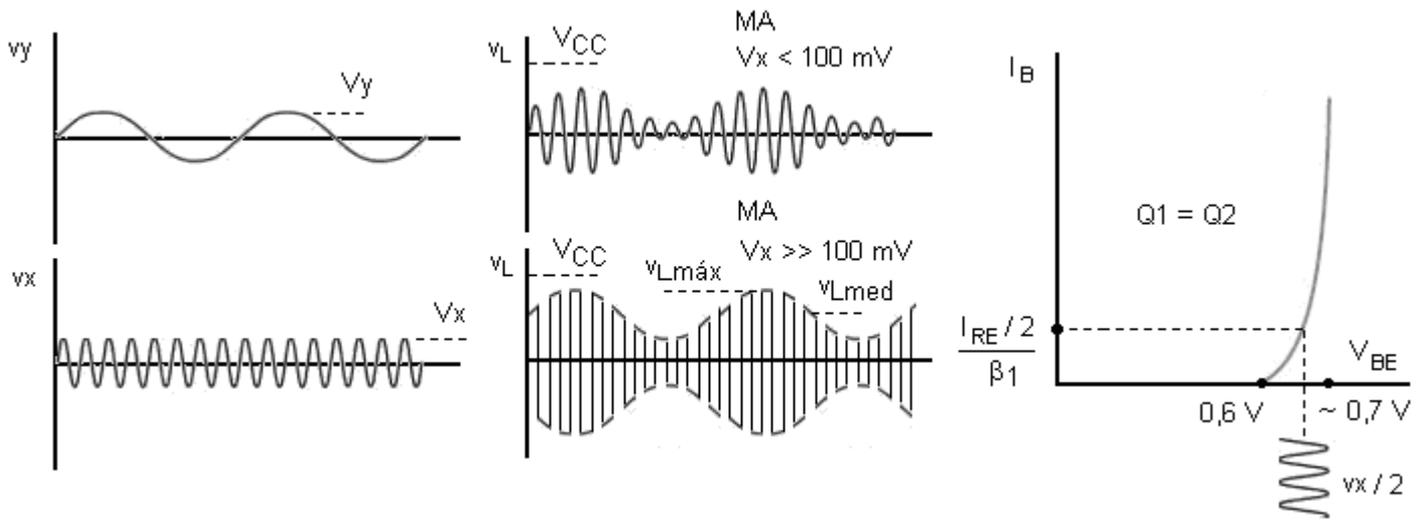
$v_y \rightarrow$ señal modulante

$$I_{RE} \sim V_y / R_E \triangleq I_{RL}$$

$$i_{c1} = i_{c2} = (I_{RE} + v_y / R_E) / 2 \rightarrow i_{c1\text{máx}} = i_{c2\text{máx}} = (I_{RE} + V_y / R_E) / 2$$

$$v_{L\text{máx}} = v_{c1\text{máx}} - v_{c2\text{máx}} = 2 \cdot i_{c1\text{máx}} \cdot R_L = (I_{RE} + V_y / R_E) R_L$$

$$v_{L\text{med}} = I_{RE} R_L$$



donde se deberá cumplir obviamente para una **máxima salida $v_{L\text{máx}}$** o sea con modulación del 100 % ($m = 1$)

$$I_{RE} \triangleq V_y / R_E$$

$$v_{L\text{máx}} \leq V_{CC}$$

$$\Rightarrow v_{L\text{máx}} = (I_{RE} + V_y / R_E) R_L = 2 \cdot I_{RE} R_L \leq V_{CC}$$

$$\Rightarrow I_{RE} R_L = V_{CC} / 2 \rightarrow \text{máxima salida (modo conmutado)}$$

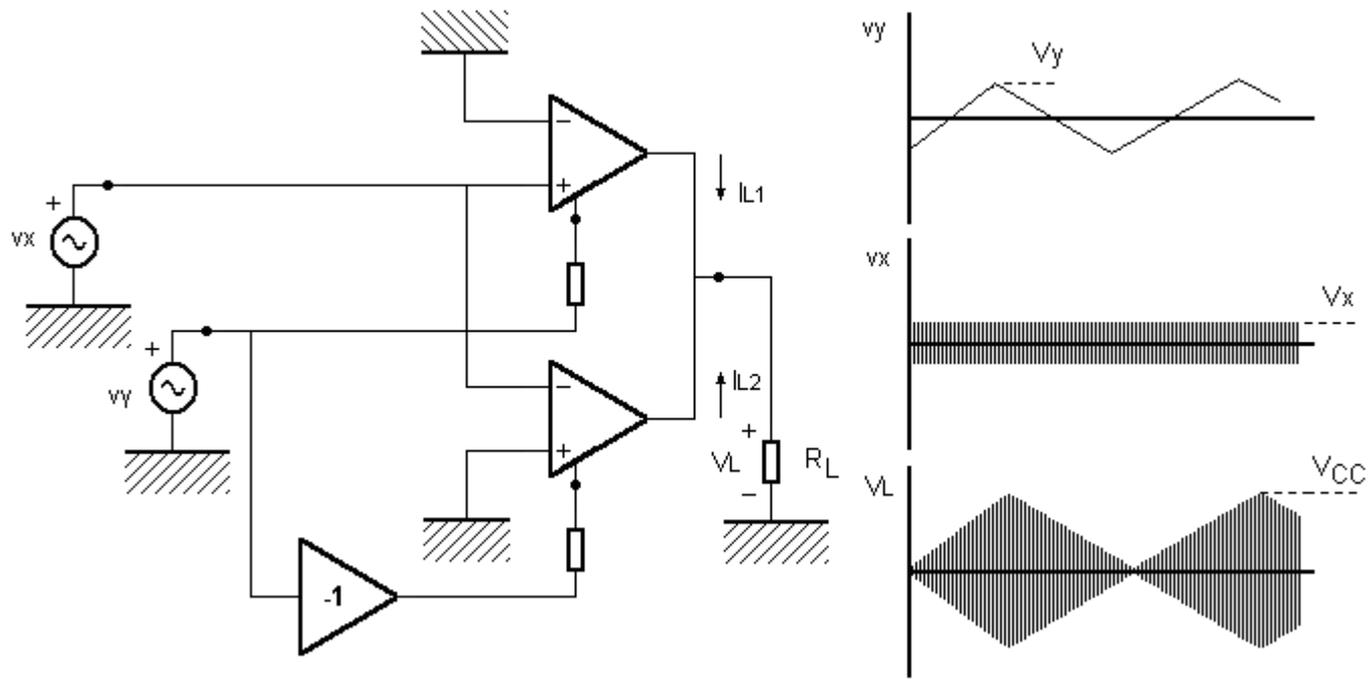
Modulación en DBL-PS

Esta implementación llamada de **4 Cuadrantes** es utilizada para la Modulación de Doble Banda Lateral con la Portadora Suprimida (MDBL-PS), normalmente efectuada en circuitos integrados, y se logra cómodamente con la implementación de AOTs

$$I_{L1} = A \cdot v_x + B \cdot v_x \cdot v_y$$

$$I_{L2} = A \cdot (-v_x) + B \cdot (-v_x) \cdot (-v_y)$$

$$V_L = (I_{L1} + I_{L2}) R_L = 2B R_L \cdot v_x \cdot v_y \rightarrow \text{DBL-PS}$$

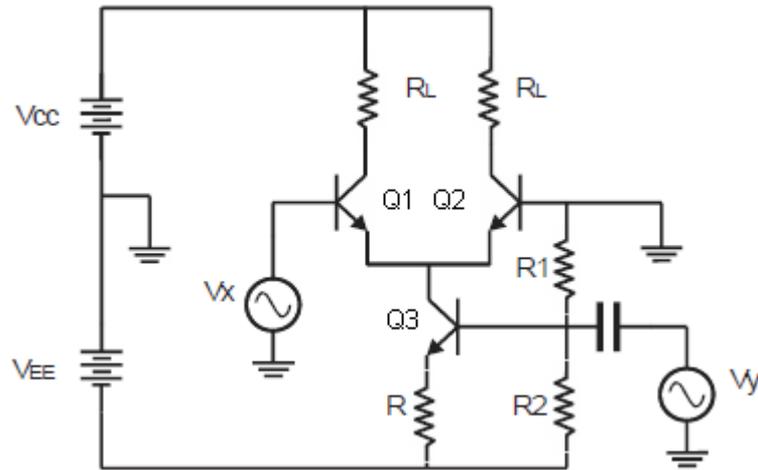


Ejercicios

Ejercicio 1

En el circuito de la figura:

1. Analizar el circuito e indicar que tipo de señales deben ser V_y y V_x para obtener en la salida diferencial una señal de MA.
2. Calcular la amplitud de V_x y V_y para operar en MA con modulación 100%
3. Determinar la amplitud máxima teórica de salida dada V_{CC} para cualquier valor de "m"
4. Que variaría para bajar el índice de modulación al 50%. Calcule el valor.
5. Comparar la forma de onda de la tensión en los colectores del diferencial al operar en modo conmutado y no conmutado.
6. Determinar el valor de R_L que permita obtener máxima salida sin distorsión, en función de los demás parámetros del circuito.
7. Cambie en el circuito el generador de corriente por un espejo de corriente y calcule el nuevo valor de I_{C3} .



Solución

Para hacer al ejercicio un poco más real y comprensivo, asignemos magnitudes y planteemos las ecuaciones básicas demostradas. Sean entonces por ejemplo conforme a lo que se ha desarrollado precedentemente

$V_x = 10 \text{ mV}$ → portadora

$V_y = 5 \text{ V}$ → modulante

$\omega_x = 2\pi \cdot 100 \text{ kHz}$ → portadora

$\omega_y = 2\pi \cdot 1 \text{ kHz}$ → modulante

$V_{CC} = V_{EE} = 12 \text{ V}$

$R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$

$R_E = 5,6 \text{ k}\Omega$

$R_C = 5,6 \text{ k}\Omega$

$v_x = V_x \cos \omega_x t$ → normalmente de alta frecuencia (o una portadora)

$v_y = V_y \cos \omega_y t$ → normalmente de baja frecuencia (o una modulante)

$v_{c1} - v_{c2} = V_o \{ \cos \omega_x t + m/2 [\cos (\omega_x + \omega_y)t + \cos (\omega_x - \omega_y)t] \}$ → MA (portadora + DBL-PS)

$V_o = (I_{E3} R_C / 2V_T) \cdot V_x$

$m = V_y / I_{E3} R_E$

$A_{Dx} \stackrel{\Delta}{=} (v_{c1} - v_{c2}) / v_x = g_{mef} R_C \sim R_C \cdot I_{E3} / 2V_T$

1.

Conforme se ha desarrollado precedentemente (aquí en nuestra nomenclatura $R_C = R_L$, y $R = R_E$)

$I_{E3} \sim ([V_{EE} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)] - 0,6) / R_E = ([12 \cdot 1 / (1 + 1)] - 0,6) / 5,6 \sim 1 \text{ mA}$

$m = V_y / I_{E3} R_E \stackrel{\Delta}{=} 1$

⇒ $V_y = m \cdot I_{E3} R_E = 1 \cdot 1 \cdot 5,6 = 5,6 \text{ V}$

$A_{Dx} \sim R_C \cdot I_{E3} / 2V_T$

⇒ $V_x = (V_y \cdot m/2) / A_{Dx} \sim (V_y \cdot m/2) / (R_C \cdot I_{E3} / 2V_T) = (5,6 \cdot 1/2) / (5,6 \cdot 1 / 2 \cdot 25) = 25 \text{ mV}$

Ahora, estando polarizados Q1-Q2 entre sus colector-emisor prácticamente con $V_{CC}/2$, la máxima excursión diferencial resultará de magnitud V_{CC}

$A_{Dx} (m=1) = V_{CC} / V_x$

por lo tanto

$V_x = V_{CC} \cdot 2V_T / R_C I_{E3} = 12 \cdot 2 \cdot 0,025 / 5600 \cdot 0,001 = 107 \text{ mV}$

de donde podríamos observar que es una magnitud un poco grande, muy justa; esto es decir, que la diferencia de junturas base-emisor de cada TBJ (que va aproximadamente c/u desde 0,6~0,7 V = 100 mV) deberá excursionarse entre teóricos 53,5 mV y, como la pico es $V_x=107\text{mV}$, por tanto y quizá, no se pueda llegar a modular al 100% con esa tensión porque deformaría.

2.

Conforme se ha desarrollado precedentemente

$V_o = (I_{E3}R_L/2V_T) \cdot V_x \rightarrow$ diferencia de tensión entre los colectores Q1-Q2
 $m = V_y / I_{E3}R \rightarrow$ índice de modulación obtenido

entonces si elegimos para no deformar

$$V_{om\acute{a}x} \triangleq V_{CC} / 2$$

$$\Rightarrow V_x = V_{om\acute{a}x} 2V_T / 2 I_{E3}R_L = V_{CC} V_T / I_{E3}R_L = 12 \cdot 25 / 1 \cdot 5,6 = 53 \text{ mV}$$

$$\Rightarrow V_y = m_{m\acute{a}x} \cdot I_{E3}R = 1 \cdot 1 \cdot 5,6 = 5,6 \text{ V} \sim V_{EE} / 2$$

3.

Cada TBJ del diferencial por ser un amplificador clase A con carga resistiva, no podrá ofrecer más de $V_{CC}/2$. De esta manera, la máxima salida diferencial será el doble, esto es, de magnitud V_{CC} .

4.

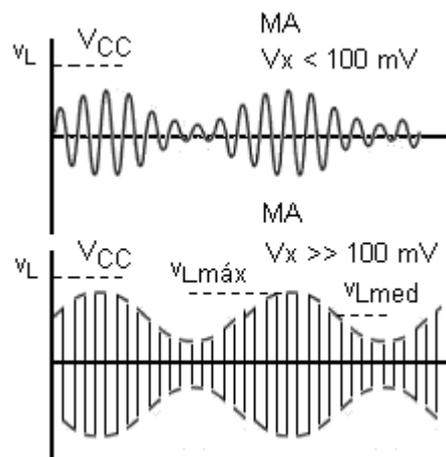
Por la ecuación $m = V_y / I_{E3}R_E$ sería cómodo variar la polarización de Q3 con ayuda del divisor R1-R2. De esta manera realizamos

$$m = V_y / I_{E3}R_E = V_y / \{ ([V_{EE} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)] - 0,6) / R_E \} \cdot R_E = V_y / \{ [V_{EE} / (1 + R_1/R_2)] - 0,6 \}$$

$$\Rightarrow R_1/R_2 = V_{EE} / (0,6 + V_y/m) - 1 \rightarrow V_{EE} / (0,6 + V_y/0,5) - 1 = 12 / (0,6 + 5/0,5) - 1 = 0,13$$

5.

Este punto ya fue desarrollado en la teoría.



6.

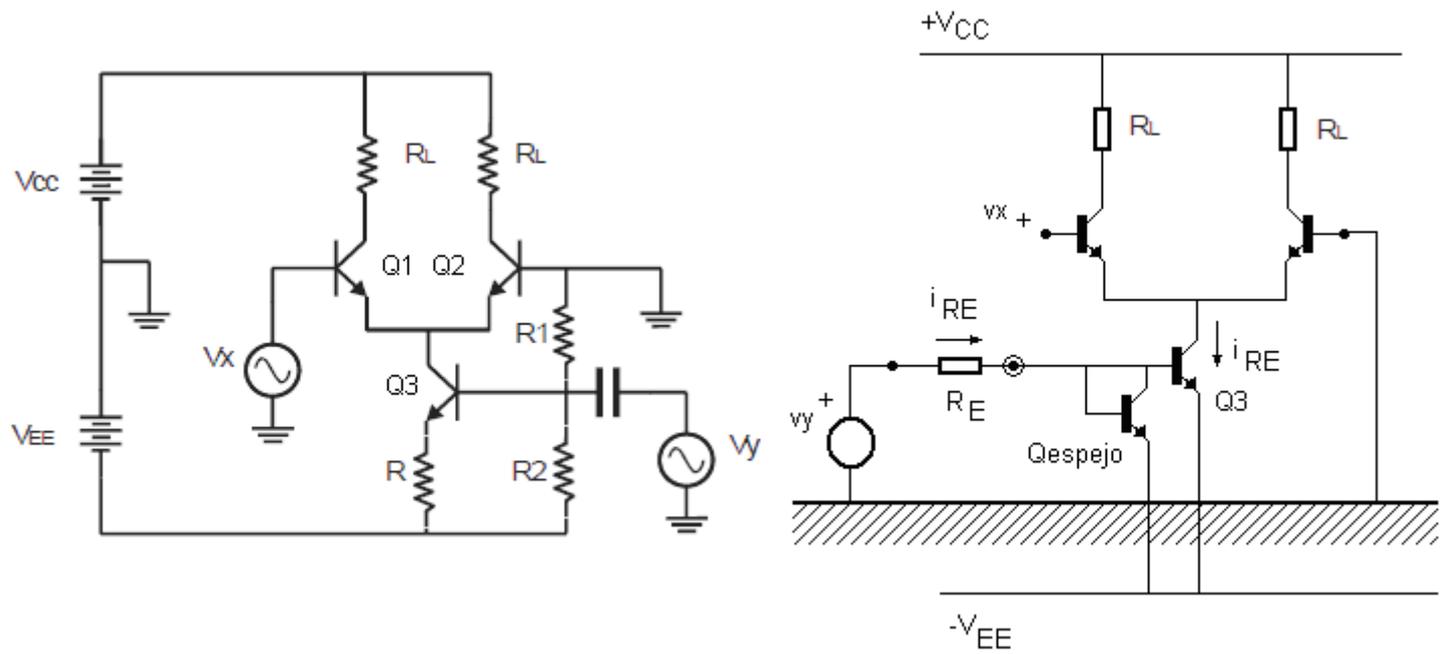
Este punto ya fue desarrollado en la teoría (sin el AOT)

$$R_L = 2 R_E \cdot V_{CC}/V_{EE} = 11,2 \text{ k}\Omega$$

7.

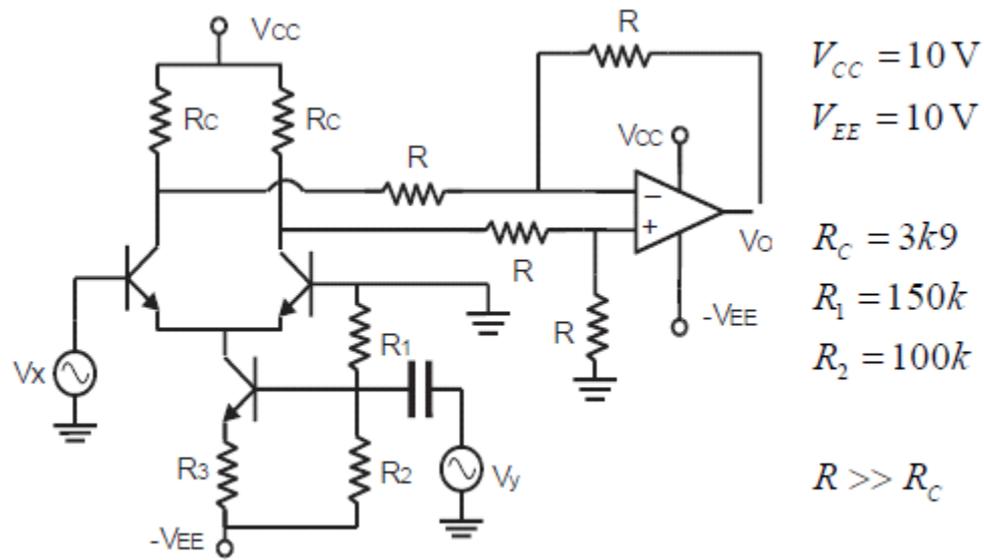
Como se demostró en la teoría

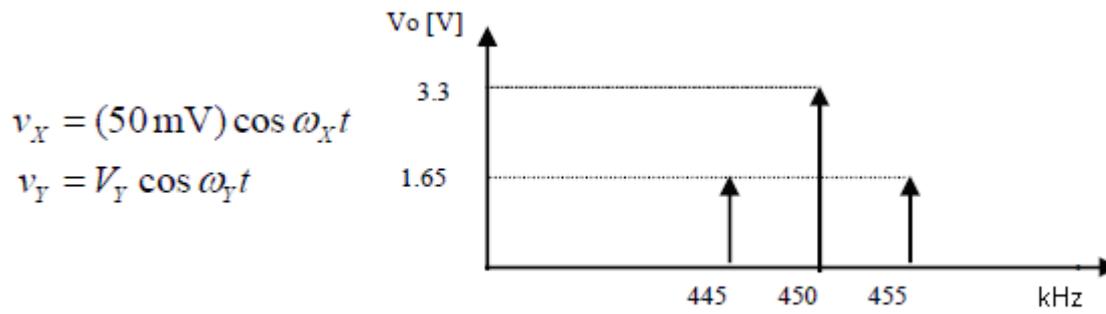
$$i_{RE} \sim I_{RE} + v_y / R_E = [(V_{EE} - 0,6) / R_E] + v_y / R_E$$



Ejercicio 2

Dado el circuito de la siguiente página, hallar los valores de R3 y Vy de forma de obtener el espectro mostrado.





Solución

Se ha demostrado que (aquí cambio la nomenclatura: $R_3 \triangleq RE$)

$v_{c1} - v_{c2} = V_o \{ \cos \omega_x t + m/2 [\cos (\omega_x + \omega_y) t + \cos (\omega_x - \omega_y) t] \} \rightarrow MA$ (portadora + DBL-PS)

$V_o = (IE_3 RC / 2VT) \cdot V_x$

$m = V_y / IE_3 RE$

$AD_x \triangleq (v_{c1} - v_{c2}) / v_x = g_{mef} RC \sim RC \cdot IE_3 / 2VT$

por lo que resulta

$AD_x = (3,3 \text{ V} / V_x) \sim RC \cdot IE_3 / 2VT \rightarrow$ dato del problema

$\Rightarrow IE_3 \sim AD_x \cdot 2VT / RC = (3,3 \text{ V} / V_x) \cdot 2VT / RC = (3,3 / 50) \cdot 2 \cdot 25 / 3,9 = 846 \mu A$

$IE_3 = [V_{EE} / (1 + R_1/R_2) - 0,6] / RE$

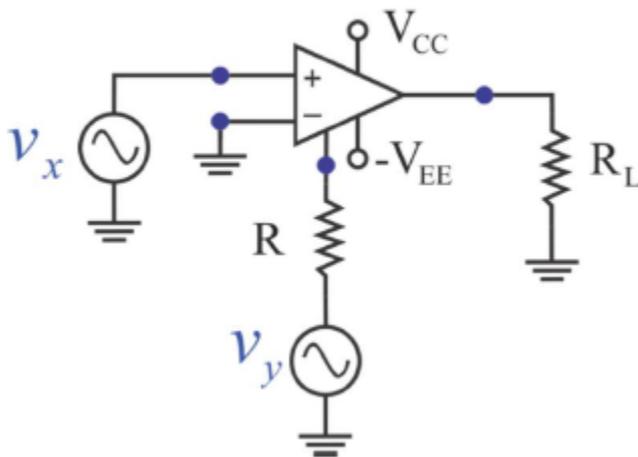
$\Rightarrow RE = [V_{EE} / (1 + R_1/R_2) - 0,6] / IE_3 = [10 / (1 + 150/100) - 0,6] / 846 = 4018 \Omega \rightarrow 3,9 \text{ k}\Omega$

$1,65 \text{ V} = 3,3 \text{ V} \cdot m / 2 \rightarrow$ dato del problema

$\Rightarrow V_y = m \cdot IE_3 RE = [2 (1,65 \text{ V} / 3,3 \text{ V})] \cdot IE_3 RE = [2 (1,65 \text{ V} / 3,3 \text{ V})] \cdot 846 \cdot 3,9 = 3,29 \text{ V}$

Ejercicio 3

El siguiente circuito con AOT opera en modo conmutado. ¿Por qué?
 Calcular la tensión sobre la carga R_L .



$V_x = 1V \sin(\omega_x t)$

$V_y = 5V \sin(\omega_y t)$

$R = 5k\Omega$

$R_L = 5k\Omega$

$V_{EE} = 10.7V$

$V_{CC} = 10V$

Solución

Ya se explicó precedentemente el porqué del uso conmutado.

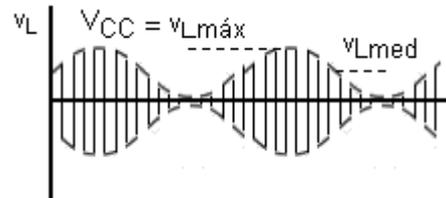
Para calcular la tensión sobre la carga primero recordamos lo expuesto en la teoría, donde $V_{EE} \sim V_{CC}$ y sus consideraciones por tanto prácticamente no cambian

$v_x \rightarrow$ señal portadora
 $v_y \rightarrow$ señal modulante

$$I_{RE} \sim V_y / R_E \stackrel{\Delta}{=} I_{RL} = 5 / 5 = 1 \text{ mA}$$

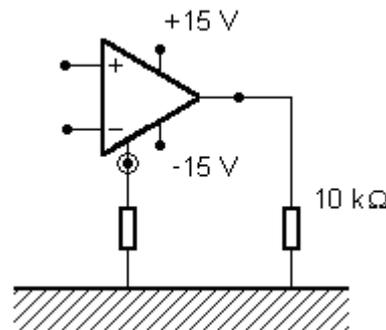
$$v_{L\text{máx}} = v_{c1\text{máx}} - v_{c2\text{máx}} = 2 \cdot i_{c1\text{máx}} \cdot R_L = (I_{RE} + V_y / R_E) R_L = (1 + 1) 5 = 10 \text{ V}$$

$$v_{L\text{med}} = I_{RE} R_L = 5 \text{ V}$$



Ejercicio 4

Se dispone de un AOT como se muestra para modular en MA. Modificar el mismo para que con una portadora de RF de 100 kHz se obtenga máxima salida para un tono audible AF de 1 kHz.

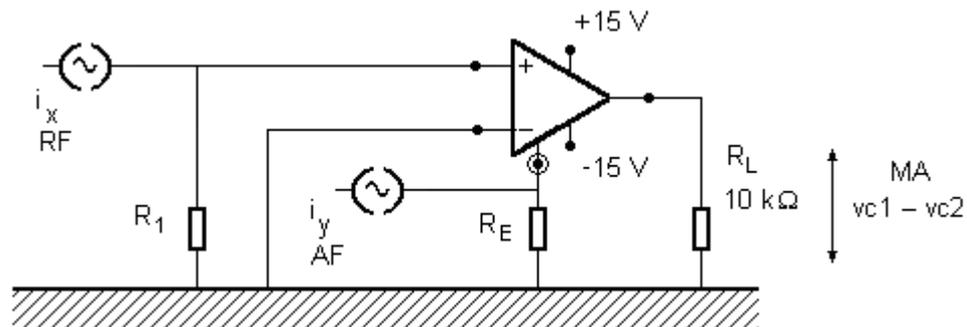


Solución

Por lo visto en la teoría se obtiene *máxima salida* cuando

$$R_E = R_L = 10 \text{ k}\Omega$$

$$I_E = V_{CC} / R_E = 1,5 \text{ mA}$$



y las siguientes ecuaciones

$$i_x = I_c \cos \omega_c t \rightarrow \text{portadora RF}$$

$$i_y = I_m \cos \omega_m t \rightarrow \text{modulante AF}$$

$$v_{c1} - v_{c2} = A \cdot v_x + B \cdot v_x \cdot v_y \stackrel{\Delta}{=} V_o \{ \cos \omega_c t + m/2 [\cos (\omega_c + \omega_m)t + \cos (\omega_c - \omega_m)t] \} \rightarrow MA \text{ (portadora + DBL-PS)}$$

$$V_o \stackrel{\Delta}{=} (I_{ERL}/2V_T) \cdot V_c$$

Si planteamos la máxima excursión otorgada por el máximo m y adoptamos por ejemplo una $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$

$$m \stackrel{\Delta}{=} V_m / I_{ERE} \rightarrow 1 \stackrel{\Delta}{=} V_m / V_{CC} = I_m R_E / V_{CC}$$

$$\Rightarrow I_m = V_{CC} / R_E = 15 / 10 = 1,5 \text{ mA}$$

$$V_{CC} \stackrel{\Delta}{=} V_o (1 + m/2) = (I_{ERL}/2V_T) \cdot V_c (1 + m/2) = (I_c R_1) (1 + m/2)$$

$$\Rightarrow I_c = 2V_T V_{CC} (1 + m/2) / I_{ERL} R_1 = 2 \cdot 0,025 \cdot 15 (1 + 1/2) / 1,5 \cdot 10 \cdot 1 = 75 \mu\text{A}$$

Ejercicio 5

Para la implementación llamada de *4 Cuadrantes* que se presentó en el circuito de la teoría, hallar las magnitudes A , B y la G (transconductancia del AOT como salida de corriente dividido la tensión diferencial de entrada en zona lineal), para obtener la máxima salida posible. Los datos del circuito son:

$$R_L = 10 \text{ k}\Omega$$

$$V_{CC} = \pm 12 \text{ V}$$

Solución

Como se vio en la teoría

$$R_E \stackrel{\Delta}{=} R_L = 10 \text{ k}\Omega$$

$$A = (V_{CC} - 0,6) / 2R_E V_T = (12 - 0,6) / 2 \cdot 10 \text{ k} \cdot 0,025 = 22,8 \text{ mS}$$

$$B = 1 / 2R_E V_T = 1 / 2 \cdot 10 \text{ k} \cdot 0,025 = 0,002 \text{ A/V}^2$$

y por tanto como en general $I_L = A \cdot v_x + B \cdot v_x \cdot v_y$ resulta

$$G \stackrel{\Delta}{=} I_{ix} / v_x = A(v_y=0) = A = 22,8 \text{ mS}$$

Demodulación Angular (MF y MP) varios

Generalidades

Dada una **frecuencia instantánea** ω_i de **portación** ω_c la misma poseerá un **ángulo instáneo** que se le relaciona y llamamos θ

$v_m = mV_c \cos \omega_m t \rightarrow$ señal modulante (armónico de la Banda Base de ancho de banda B)

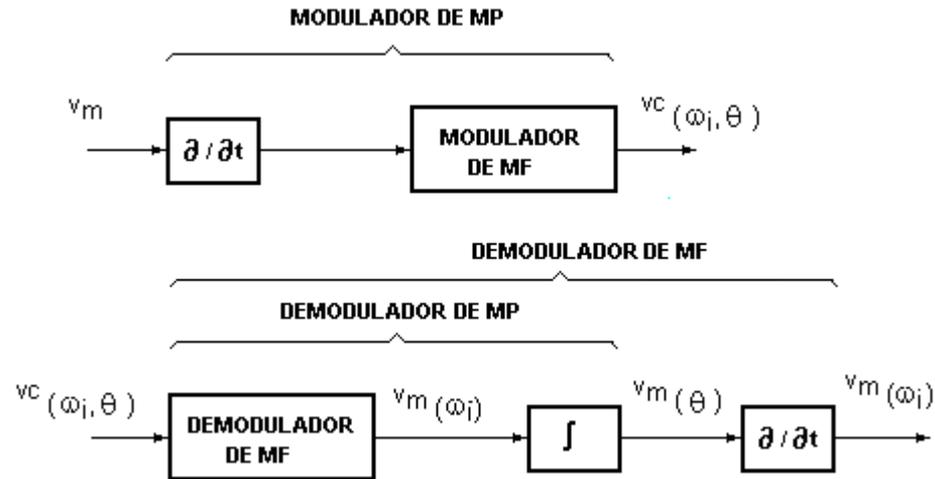
$v_c = V_c \cos \omega_c t = V_c \cos (\omega_c t + \theta) \rightarrow$ señal portadora de Modulación Angular

$\omega_i = \omega_c + \partial\theta / \partial t \rightarrow$ s. $\theta \rightarrow$ relación entre la frecuencia y fase instantáneas

Esta amplitud de la señal que la modula v_m puede estar contenida tanto en la frecuencia como en su fase, y por ello existen dos tipos de modulación **angular (MAng)**: la de **frecuencia (MF)** y la de **fase (MP)**. La única diferencia entre ellas es en el tratamiento de la modulación-demodulación. Observe los siguientes diagramas explicativos donde el modificador de MF es un OCV (Oscilador Controlado por Voltaje) y los filtros derivativo e integrativo son pasa-altos y pasa-bajos donde la Banda Base modulante pasa por su pendiente de $\pm 20 \text{ dB/Déc}$ respectivamente.

$$\omega_i = \omega_c + \Delta\omega_c \cos \omega_m t \rightarrow \text{MF}$$

$$\theta = \Delta\theta \cos \omega_m t \rightarrow \text{MP}$$



Por ello se tendrá siempre presente que toda discriminación de la frecuencia trae aparejado una de la fase, y viceversa. Así, encontraremos implementaciones que aluden a la detección de la fase pero sepamos que las mismas son utilizadas normalmente para demodular frecuencias. Seguido con los desarrollos se comprenderá mejor el tema.

Dentro de la diversidad de posibles discriminaciones en circuitería que existen, aquí veremos las siguientes:

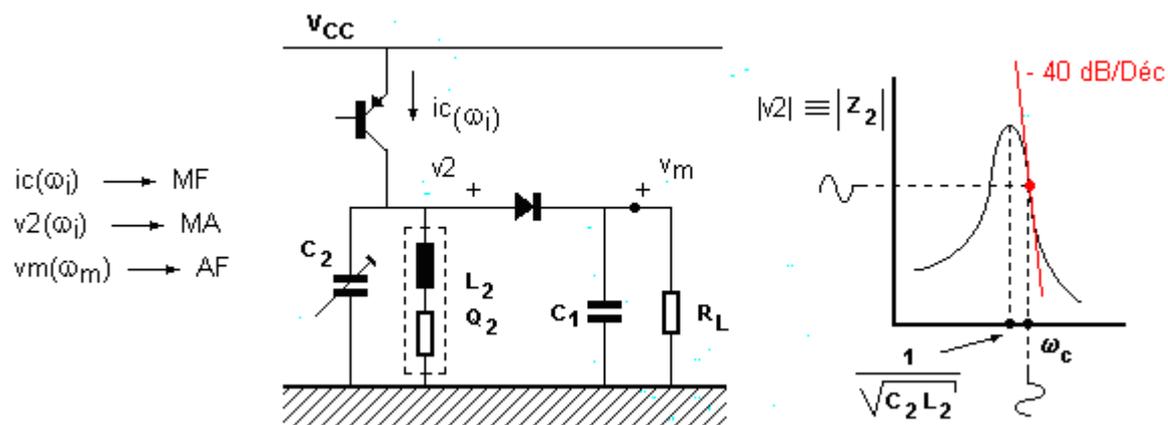
- Demodulador de frecuencia por pendiente (o por de-sintonía)
- Detector de fase por conmutación
- Detector de fase por sintonía sin conmutación
- Detector de fase por sintonía y conmutación
- Detector de fase por coincidencia y doblemente balanceado

Será útil recordar los siguientes funcionales que son sinónimos: demodulación, discriminación, detección.

Demodulador de frecuencia por pendiente (o por de-sintonía)

Se utiliza para la demodulación analógica de MF en aplicaciones de AF.

Consiste en convertir MF en MA. Para ello se utiliza simplemente la pendiente de selectividad de un filtro de sintonía simple. Se tendrá en cuenta que se estará sobre una pendiente de +/- 40 dB/Déc según del lado que se ubique la sintonía y logrando con ello una doble integración.

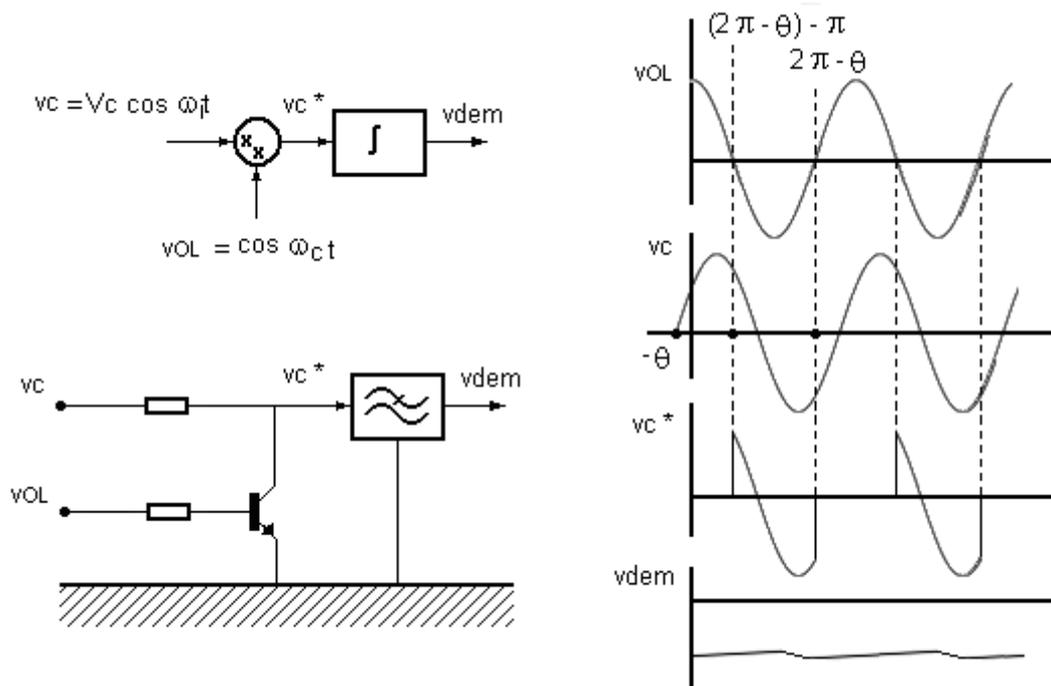


Igual que la MA, el sistema por su sencillez no es inmune a los problemas de *ruidos impulsivos*.

Detector de fase por conmutación

También llamado por *choppeo*, se utiliza para la demodulación analógica de MP.

El diagrama siguiente muestra la implementación.



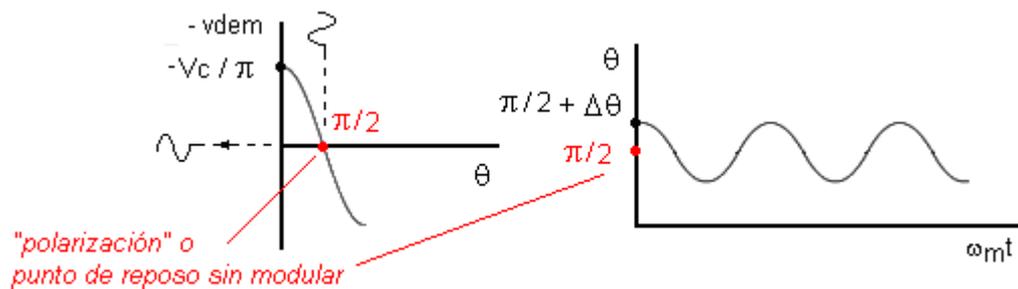
por lo que la salida demodulada v_{med} seguirá a la fase según la ecuación

$$v_{dem} = V_{med} \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{2\pi} \int_{(2\pi - \theta) - \pi}^{2\pi - \theta} V_c \cos \omega_c t \cdot \partial \omega_c t = \frac{V_c}{2\pi} [\sin \omega_c t]_{\pi - \theta}^{2\pi - \theta} = -\frac{V_c}{\pi} \cdot \cos \theta$$

Para MP de poco *índice de modulación* β resulta que prácticamente hay linealidad si “polarizamos” la diferencia de fases con sincronía de 90° entre la portadora y la del oscilador local

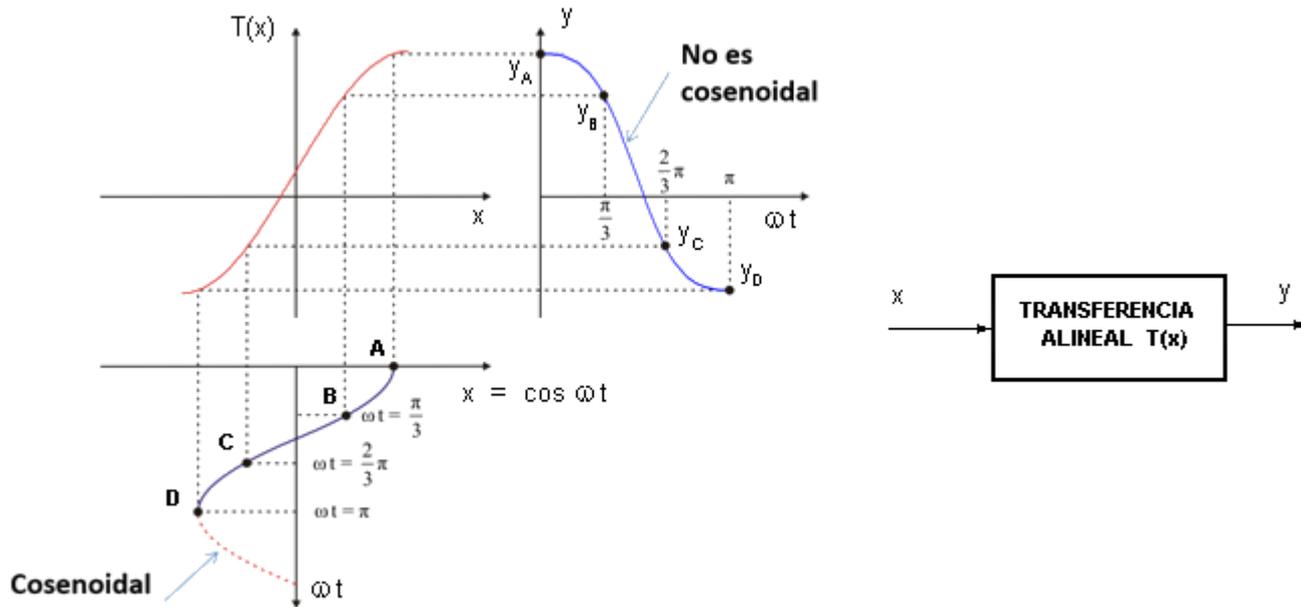
$$\beta \stackrel{\Delta}{=} \Delta \omega_c / \omega_c \ll 1 \implies \Delta \theta \ll \pi / 2 \longrightarrow < 30^\circ$$

$$\theta \stackrel{\Delta}{=} \pi / 2 + \Delta \theta \cos \omega_m t$$



Si estuviésemos interesados en conocer el contenido armónico de la deformación, podríamos para ello utilizar el método gráfico de Jacques Fischer-Hinnen (1869-1922) para cualquier sistema alineal. El mismo se expone a continuación donde se expresan los armónicos de la distorsión por intermodulación

$$y(t) \sim Y_0 + Y_1 \cdot \cos \omega t + Y_2 \cdot \cos 2\omega t + Y_3 \cdot \cos 3\omega t$$



donde si planteamos 4 ecuaciones

$$\begin{aligned} \omega t = 0 &\implies y_A = Y_0 + Y_1 + Y_2 + Y_3 \\ \omega t = \pi/3 &\implies y_B = Y_0 + Y_1/2 - Y_2/2 - Y_3 \\ \omega t = 2\pi/3 &\implies y_C = Y_0 - Y_1/2 - Y_2/2 + Y_3 \\ \omega t = \pi &\implies y_D = Y_0 - Y_1 + Y_2 - Y_3 \end{aligned}$$

podremos deducir las 4 incógnitas a resolver

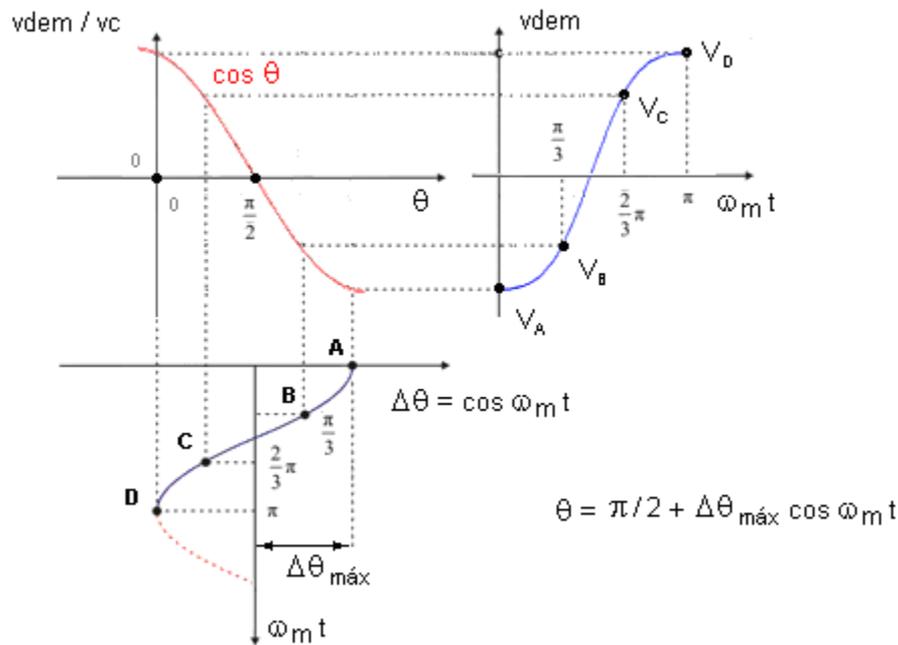
$$\begin{aligned} Y_0 &= (Y_D + Y_A + 2 Y_B + 2 Y_C) / 6 &\longrightarrow \text{componente continua (valor medio)} \\ Y_1 &= (Y_D - Y_A + Y_B - Y_C) / 3 &\longrightarrow \text{fundamental} \\ Y_2 &= (Y_D + Y_A - Y_B - Y_C) / 3 &\longrightarrow \text{2º armónico} \\ Y_3 &= (Y_D - Y_A - 2 Y_B + 2 Y_C) / 6 &\longrightarrow \text{3º armónico} \end{aligned}$$

y resultando las distorsiones respectivas para la segunda y tercera armónica

$$\begin{aligned} D_2^\Delta &\triangleq Y_2 / Y_1 \\ D_3^\Delta &\triangleq Y_3 / Y_1 \end{aligned}$$

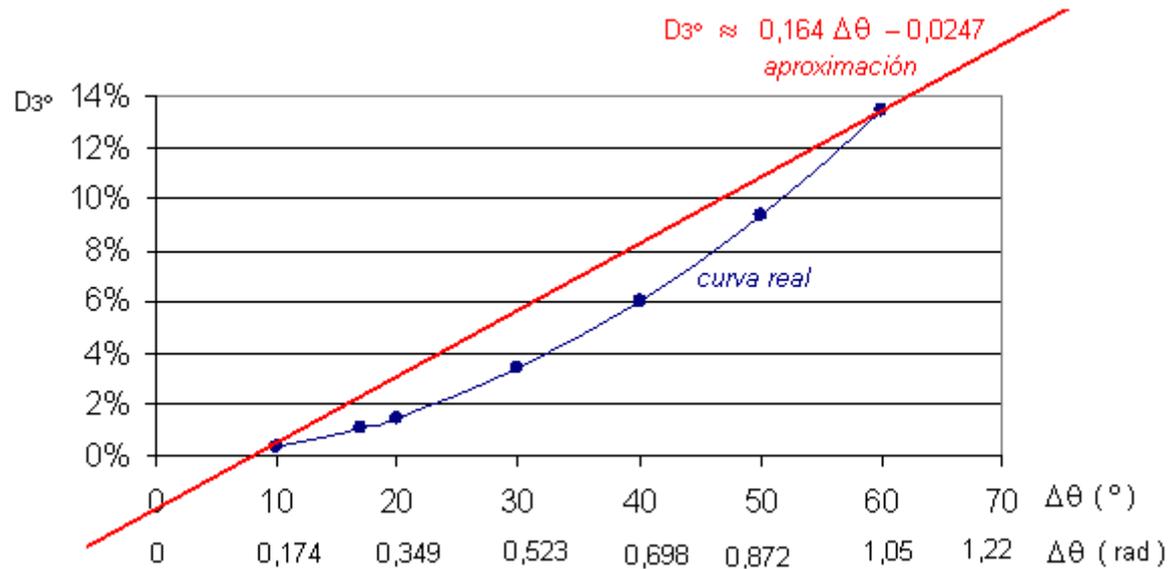
Si estos conceptos los aplicamos a nuestro caso tendremos finalmente

$$\begin{aligned} T(x) &\triangleq v_{dem} / v_c = v_{dem} / (-V_c/\pi) = \cos \theta \\ Y_0 &\triangleq v_{dem0} = (V_D + V_A + 2 V_B + 2 V_C) V_c / \pi 6 &\longrightarrow \text{componente continua (valor medio)} \\ Y_1 &\triangleq v_{dem1} = (V_D - V_A + V_B - V_C) V_c / \pi 3 &\longrightarrow \text{fundamental} \\ Y_2 &\triangleq v_{dem2} = (V_D + V_A - V_B - V_C) V_c / \pi 3 &\longrightarrow \text{2º armónico} \\ Y_3 &\triangleq v_{dem3} = (V_D - V_A - 2 V_B + 2 V_C) V_c / \pi 6 &\longrightarrow \text{3º armónico} \\ D_{2^\Delta}^{máx} &\triangleq (V_D + V_A - V_B - V_C) / (V_D - V_A + V_B - V_C) = 0 \% &\longrightarrow \text{peor caso en } \Delta\theta_{máx} \\ D_{3^\Delta}^{máx} &\triangleq (V_D - V_A - 2 V_B + 2 V_C) / 2 (V_D - V_A + V_B - V_C) = 12,5 \% &\longrightarrow \text{peor caso en } \Delta\theta_{máx} \end{aligned}$$



Sería posible también demostrar que la distorsión por intermodulación obtenida del 3º armónico, siendo esta la más significativa, se la puede aproximar al peor caso por simplicidad

$D_{3^\circ} \approx 0,164 \Delta\theta - 0,0247$



$\Delta\theta^\circ$	Vmin	Vx	Vy	Vmáx	Imax	Ix	Iy	Imin	I0	I1	I2	I3	D2	D3	D3°
10	80	85	95	100	0,17	0,08	-0,08	-0,17	0,00	0,05	0,00	-0,00	0,00	-0,00	0,38%
17	73	81,5	98,5	107	0,29	0,15	-0,15	-0,29	0,00	0,09	0,00	-0,00	0,00	-0,01	1,10%
20	70	80	100	110	0,34	0,17	-0,17	-0,34	0,00	0,12	0,00	-0,00	0,00	-0,02	1,52%
30	60	75	105	120	0,50	0,25	-0,25	-0,50	0,00	0,17	0,00	-0,00	0,00	-0,03	3,41%
40	50	70	110	130	0,64	0,34	-0,34	-0,64	0,00	0,23	0,00	-0,01	0,00	-0,06	6,03%

Detector de fase por sintonía sin conmutación

Se utiliza para la demodulación analógica de MF.

El esquema siguiente muestra una configuración posible. Aquí se sintoniza el filtro en ω_0 por encima o debajo de la portadora ω_c y se detecta la diferencia de fases lograda y que valdrá

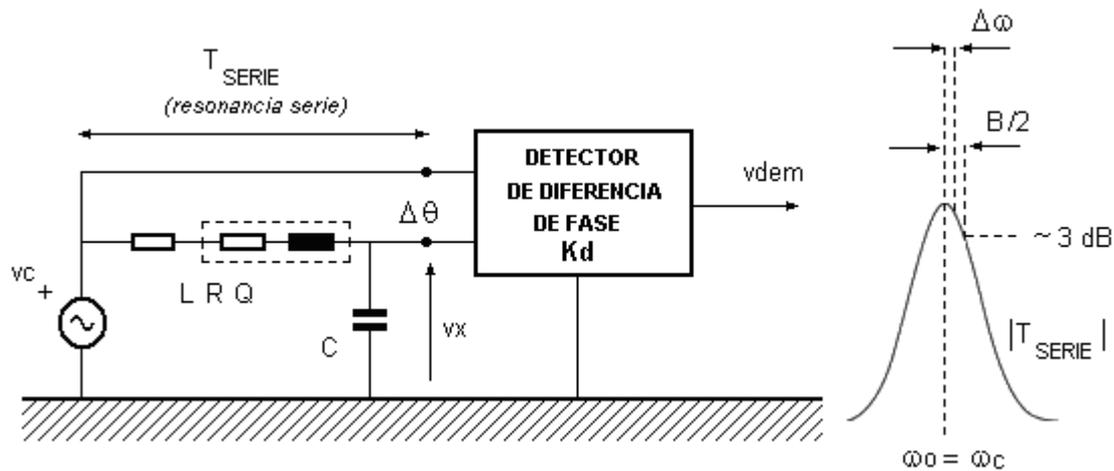
$$\omega_c \stackrel{\Delta}{=} \omega_0$$

$$\omega_0^2 \stackrel{\Delta}{=} 1/LC$$

$$Q \stackrel{\Delta}{=} \omega_0 L / R \geq 4$$

$$\Delta\omega \stackrel{\Delta}{=} \omega - \omega_0$$

$$T_{SERIE} = v_x / v_c = (1/sC) / [R + sL + (1/sC)] = Q / [Q(1 - x^2) + j] \rightarrow |T(\omega)| \exp j\phi(\omega)$$



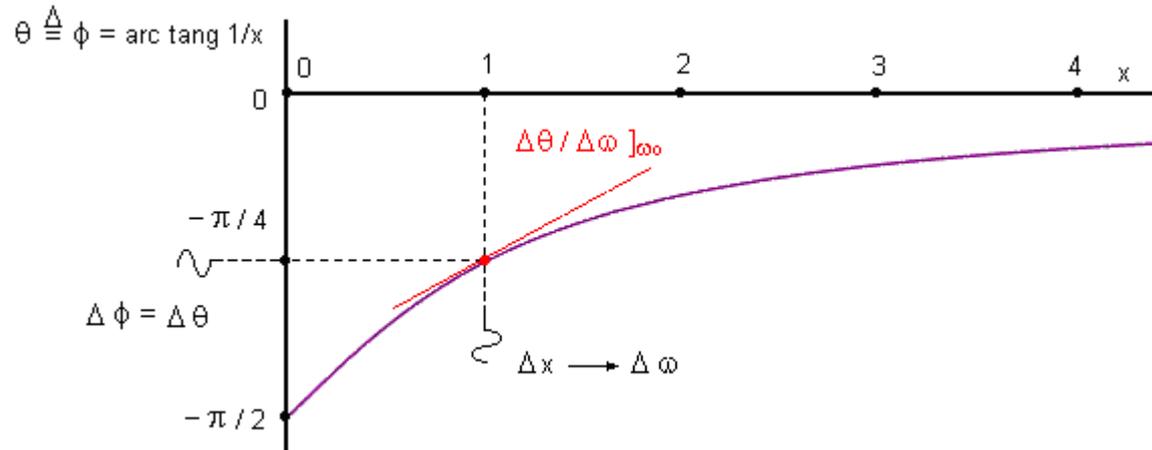
siendo el desfase $\phi(\omega)$ del filtro el que se detectará $\theta(\omega)$ y de donde se deduce que la discriminación de frecuencia para rangos pequeños de apartamiento $\Delta\omega \ll \omega_0$ dentro del ancho de banda B del filtro la transferencia es prácticamente lineal, y por ello se buscará un bajo Q de tal manera de tener planicidad en el apartamiento $\Delta\omega$

$$\theta \stackrel{\Delta}{=} \phi(\omega) = -\arctg \frac{1}{Q(1 - \omega^2/\omega_0^2)} \sim -\arctg \frac{\omega_0/2}{Q \Delta\omega} \sim -\arctg (B/2) / \Delta\omega$$

$$\partial\theta / \partial\omega = (B/2) / [(B/2)^2 + (\Delta\omega)^2]$$

y si se cumple que $B/2 \gg \Delta\omega$ podemos aproximar finalmente

$$\Delta\theta / \Delta\omega \Big|_{\omega_0} \sim 2/B$$



Y por supuesto se observará la gran alinealidad de esta detección si el apartamiento $\Delta\omega$ es grande.

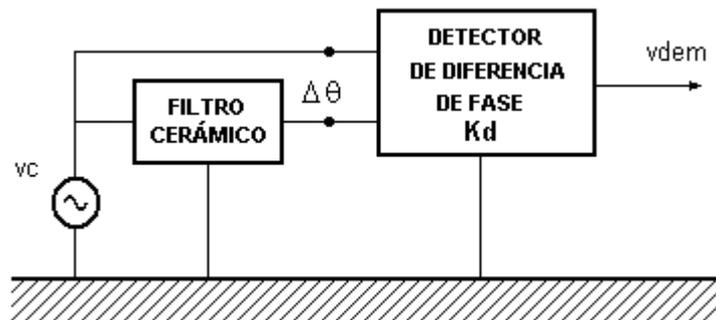
Si la detección de fase se realiza por **Detector de fase por conmutación** resulta, con nuestra terminología y como hemos visto que

$$v_{dem} \stackrel{\Delta}{=} V_c/\pi \cos \Delta\theta$$

pero, si se realiza con un detector de fase lineal conforme a la implementación dibujada, resulta ahora

$$v_{dem} \sim K_d \cdot \Delta\theta = 2 K_d/B \cdot \Delta\omega$$

Cabe destacar que en la práctica actual y de uso común, el filtro sintonizado es reemplazado con uno del tipo cerámico que posee buena planicidad y selectividad, donde a su vez el *Rechazo al canal adyacente* se entenderá que será por tanto óptimo.



Detector de fase por sintonía y conmutación

Se utiliza para la demodulación analógica de MP.

Seguido mostramos una posible implementación. El TBJ se utilizará para conmutar la señal sintonizada; para ello la R2 cumple el fin de no cargar al tanque en estas operaciones.

La siguiente configuración muestra una linealidad entre la tensión de salida obtenida v_{dem} y la fase θ de MP. Consiste básicamente en un circuito multiplicador con un par diferencial de transistores Q1-Q2 alimentado por un espejo de corriente Q3. Cuando éstos son implementados con JFET pueden omitirse sus referentes a tierra como el circuito mostrado porque las propias pérdidas capacitivas de los acoplos que lo permitirán, aunque al usar TBJ es conveniente referirlos con resistencias altas a tierra de algunos $M\Omega$. El Q4 absorberá las "pretendidas" variaciones de corriente de colector en Q3 para que su magnitud I_3 se mantenga constante. Cada TBJ del diferencial absorberá la mitad de la corriente de Q3. Debido a la alta amplificación diferencial la salida resulta conmutada. Fácilmente se verá que el valor medio de corriente en Q1 se corresponderá con el corrimiento de fase θ . Luego el filtro integrador de transferencia k permitirá obtener un valor medio demodulado v_{dem} proporcional a esta fase θ .

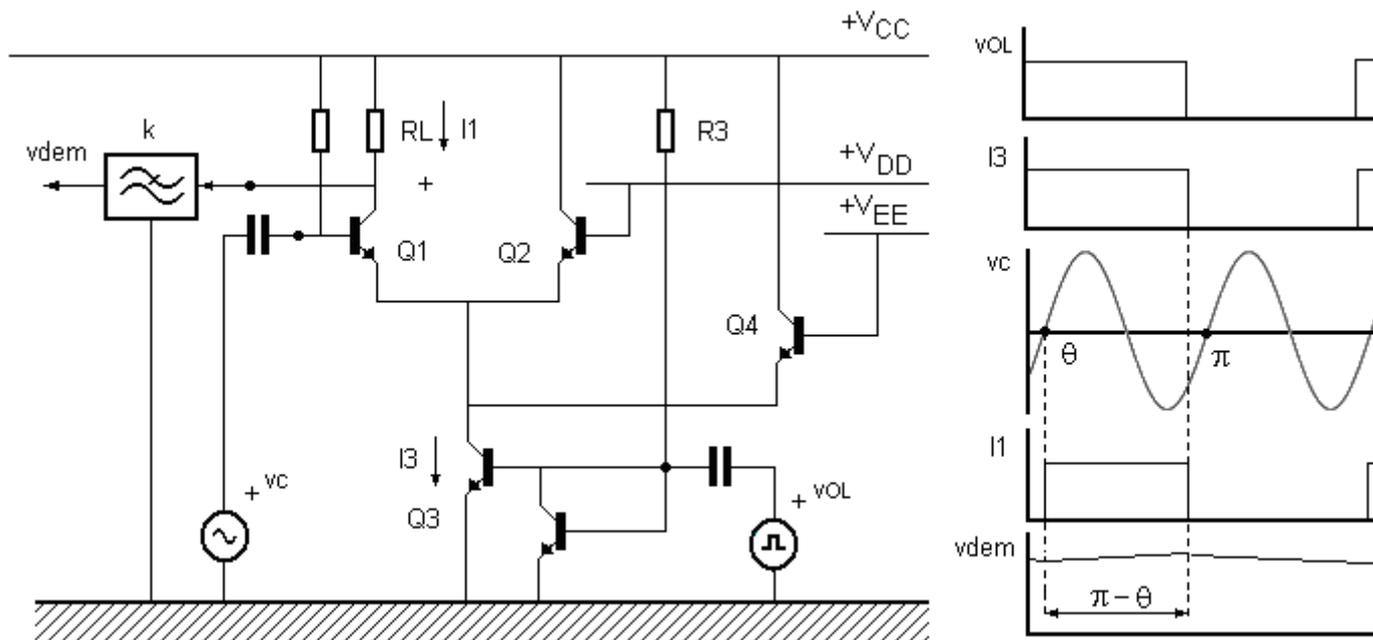
$$v_c = V_c \cos \omega_c t = V_c \cos (\omega_c t + \theta) \rightarrow \text{señal portadora de Modulación Angular}$$

$$I_3 \stackrel{\Delta}{=} (V_{CC} - 0,6) / R_3 \rightarrow \text{espejo de corriente}$$

$$I_1 = (I_3 / 2) \cdot (\pi - \theta) / \pi = [(V_{CC} - 0,6) / 2R_3] \cdot (1 - \theta / \pi)$$

$$v_{dem} = k [(V_{CC} - 0,6) / 2R_3] \cdot (1 - \theta / \pi) = k_2 (1 - \theta / \pi)$$

$$k_2 = k [(V_{CC} - 0,6) / 2R_3]$$



Versión de coincidencia doblemente balanceado

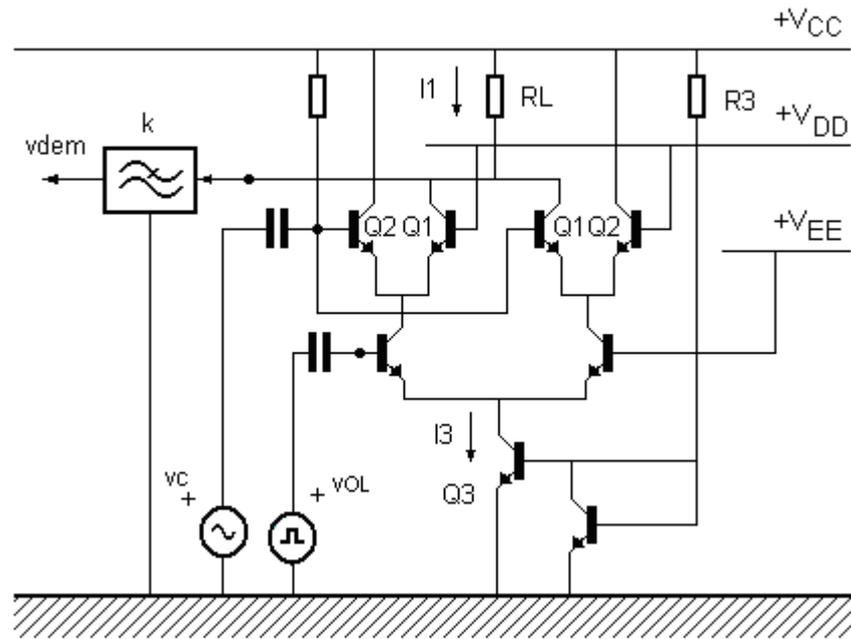
La configuración que se muestra es similar a la anterior con la diferencia de que se le ha agregado un par diferencial Q1-Q-2 así se tiene una doble amplitud a la salida aprovechando el semiciclo desperdiciado (I_1 ahora tendrá el doble de frecuencia y por lo tanto su valor medio se duplicará también)

$$I_1 = 2 (I_3 / 2) \cdot (1 - \theta / \pi) = [(V_{CC} - 0,6) / R_3] \cdot (1 - \theta / \pi)$$

$$v_{dem} = 2k_2 (1 - \theta / \pi)$$

$$\Delta v_{dem} = k_3 \cdot \Delta \theta$$

$$k_3 = -2k_2 / \pi = -2k (V_{CC} - 0,6) / 2R_3 \pi$$

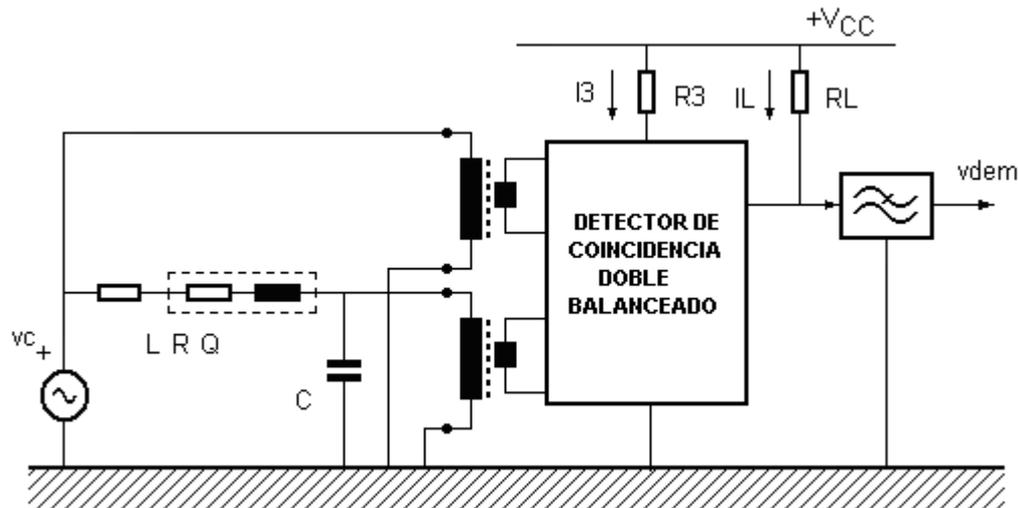


Ejercicios

Ejercicio 1

Hallar la R_L máxima para que la tensión de salida no sea recortada.

Datos: $f_c = 10,7 \text{ MHz}$, $\Delta f_{c\text{máx}} = 75 \text{ kHz}$, $V_{CC} = 12 \text{ V}$



Solución

Podemos adoptar un Q sin tener en cuenta un *Rechazo al primer canal adyacente* porque nada se dice, y hallar para el diseño

$$\omega_0 \stackrel{\Delta}{=} \omega_c = 67,2 \text{ Mr/s}$$

$$\Rightarrow C = 47 \text{ pF} \quad L = 1 / \omega_0^2 C \sim 4,7 \mu\text{H}$$

$$Q_{\text{mín}} = \omega_0 / 2 \cdot \Delta\omega_{\text{máx}} = 53 > Q \stackrel{\Delta}{=} 5 \rightarrow \text{adopción baja para tener planicidad en el } \Delta\omega$$

$$\Rightarrow R = \omega_0 L / Q \sim 63 \Omega$$

$$B \sim \omega_0 / Q = 13,4 \text{ Mr/s} \rightarrow 2,14 \text{ MHz}$$

Si el filtro RC es un pasabajos clásico de transferencia $F(s)$ y la excursión máxima posible de tensión es $V_{CC}/2$ resulta

$$F(s) \triangleq 1 / (1 + s \tau)$$

$\Rightarrow k = 1; \tau = RC \rightarrow$ se ha elegido un filtro pasabajos ordinario

De las ecuaciones demostradas precedentemente

$$\Delta\theta / \Delta\omega]_{\omega_0} \sim 2Q/\omega_0 = 2/B$$

$$\Delta v_{dem} = 2k/\pi \cdot \Delta\theta$$

podremos hallar el desfase (aquí recordemos que es $\theta \triangleq \phi$) originado por el filtro verificando la consigna

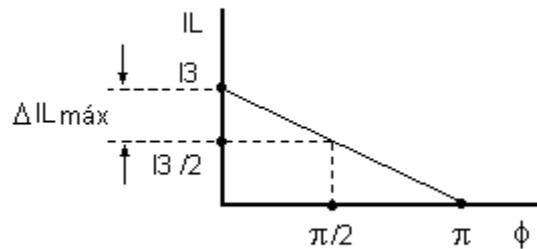
$$\Delta\theta \sim 2/B \cdot \Delta\omega_{cm\acute{a}x} =$$

$$= 2/267 \cdot 75 = 0,562 \text{ r} \rightarrow 32^\circ < \pi / 2k \cdot \Delta v_{dem} \text{ m\acute{a}x} = \pi / 2k \cdot (V_{CC} / 2) = 0,262 \text{ r} = 15^\circ$$

y la excursión de corriente admisible adoptando una R_3 para el espejo

$$R_3 \triangleq 10 \text{ k}\Omega$$

$$\Rightarrow \Delta I_{Lm\acute{a}x} = I_{3m\acute{a}x} / 2 = [(V_{CC} - 0,6) / \pi R_3] \cdot \Delta\phi_{m\acute{i}n} = [(12 - 0,6) / \pi 10] \cdot 0,2 = 34,4 \text{ mA}$$

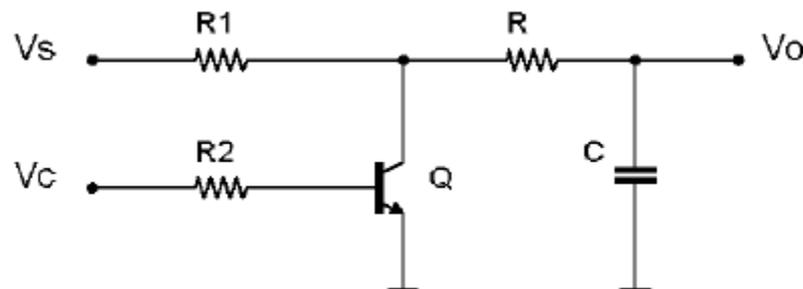


para finalmente

$$R_{Lm\acute{a}x} = (V_{CC} / 2) / \Delta I_{Lm\acute{a}x} = V_{CC} / 2 \Delta I_{Lm\acute{a}x} = 12 / 2 \cdot 34,4 = 174 \Omega$$

Ejercicio 2

En el circuito de la siguiente figura indicar el rango de validez de $\Delta\theta$ para que la distorsión sea menor que el 1 %.



Solución

Simplemente despejamos de la ecuación vista

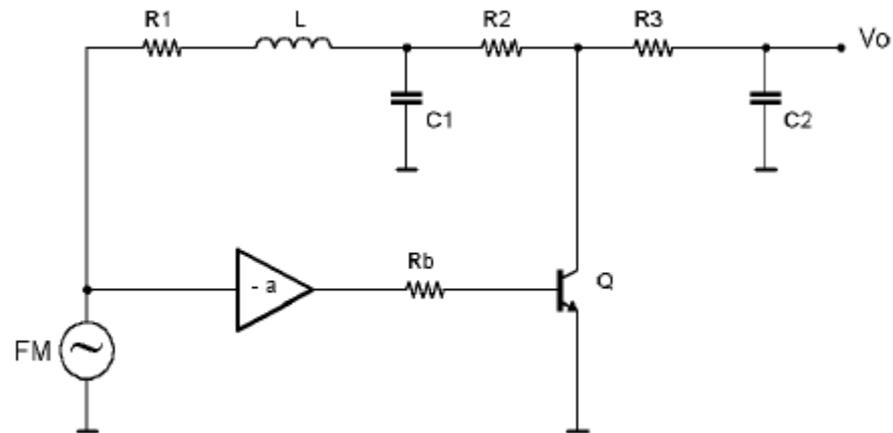
$$D_3^\circ \approx 0,164 \Delta\theta - 0,0247$$

$$\Rightarrow \Delta\theta_{\text{máx}} = (D_{3^{\circ}\text{máx}} + 0,0247) / 0,164 = (0,01 + 0,0247) / 0,164 = 0,211 \text{ r} \rightarrow 12,1^{\circ}$$

Ejercicio 3

- a) Hallar la desviación de frecuencia que provoca V_o pico = 100 mV con una portadora de 10,7 MHz.
 b) Calcular V_o para $\Delta f = 0$.

$$\begin{aligned} R_1 &= 50 \Omega \\ R_2 &= 10 \text{ K}\Omega \\ R_3 &= 10 \text{ K}\Omega \\ C_1 &= 33 \text{ pF} \\ C_2 &= 820 \text{ pF} \\ E_{\text{Pico}} &= 1 \text{ V} \\ Q_C &= 10 \end{aligned}$$



Solución

- a) Por lo visto en la teoría tendremos que para el **Detector de fase por conmutación** (aquí $V_o = v_{\text{med}}$ y $E_{\text{pico}} = V_c$)

$$v_{\text{dem}} = V_{\text{med}} \stackrel{\Delta}{=} V_c / \pi \cos \theta \stackrel{\Delta}{=} V_o \text{ pico}$$

$$\Rightarrow \theta = \arccos(\pi V_{\text{med}} / V_c) = \arccos(\pi \cdot 0,1 / 1) = 1,25 \rightarrow 71,7^{\circ} \rightarrow \text{ángulo que produce la portadora con modulación y producirá a la salida del filtro RC la } V_o \text{ pico}$$

cuyo concepto puede ser llevado al **Detector de fase por sintonía y conmutación** ($\theta \stackrel{\Delta}{=} \phi$) donde el oscilador local es la misma señal de MF, por lo que resulta también por lo estudiado

$$\phi \sim \arctg \omega / 2 Q \Delta\omega \stackrel{\Delta}{=} \theta \rightarrow \text{desfasaje necesario producido en el filtro de sintonía}$$

$$\Rightarrow \Delta\omega = \omega / 2 Q \text{ tg } \theta = 2\pi \cdot 10 / 2 \cdot 10 \cdot \text{tg } 71,7 = 1,038 \text{ Mr/s} \rightarrow 165 \text{ kHz} \rightarrow \text{apartamiento de la portadora de la sintonía con modulación y producirá a la salida del filtro RC la } V_o \text{ pico} \rightarrow \text{respuesta a la pregunta del enunciado}$$

- b) Conforme a lo visto entonces si no hay modulación

$$\theta(0) \sim \arctg \omega / 2 Q \Delta\omega = \arctg \omega / 2 Q \cdot 0 = \pi/2 \rightarrow 90^{\circ}$$

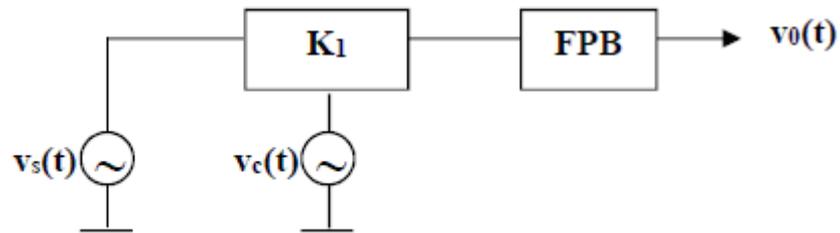
$$\Rightarrow v_{\text{dem}}(0) \stackrel{\Delta}{=} V_c / \pi \cos 90^{\circ} = 0 \text{ V}$$

Ejercicio 4

Verificar gráficamente que la salida del siguiente circuito consta de una componente de continua proporcional al desfase entre V_s y V_c y otra componente de frecuencia $2.f_s$.

$$v_s(t) = V \cos(\omega_s t + \theta)$$

$$v_c(t) = V \cos \omega_s t$$



Solución

Conforme a nuestra nomenclatura, serían

$v_c = V_c \cos \omega_c t = V_c \cos (\omega_c t + \theta) \rightarrow$ señal portadora de Modulación Angular

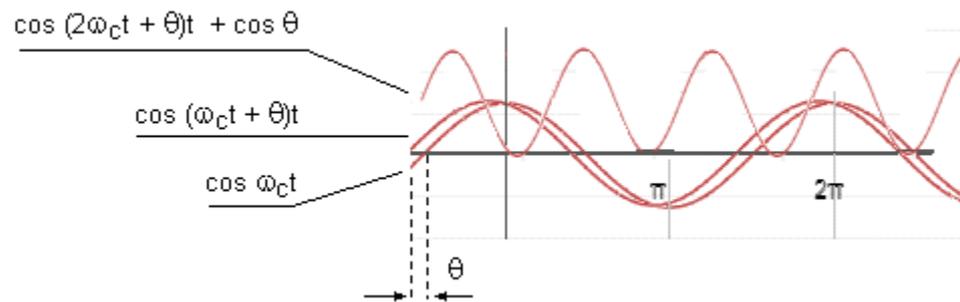
$v_{OL} = V_{OL} \cos \omega_c t \rightarrow$ señal provista por un oscilador local

$\omega_i = \omega_c + \partial \theta / \partial t \rightarrow$ s. $\theta \rightarrow$ relación entre la frecuencia y fase instantáneas

Entonces el producto dado por K_1

$$v = K_1 v_c v_{OL} = K_1 V_c \cos (\omega_c t + \theta) V_{OL} \cos \omega_c t = K_1 V_c V_{OL} [\cos (2\omega_c t + \theta) + \cos \theta] / 2$$

$$K_1 V_c V_{OL} \cos \theta / 2 \rightarrow \text{continua proporcional a } \theta$$



Ejercicio 5

Calcular la **deformación armónica** de un demodulador de FM por conversión a PM, que opera con una frecuencia central de 10.7 MHz, un $\Delta f_{\text{máx}} = \pm 75$ KHz y $Q_C = 10$.

La demodulación de fase se obtiene con un detector de coincidencia.

Solución

Se recuerda el circuito y las ecuaciones que se desarrollaron en la teoría como **“Detector de fase por sintonía sin conmutación”** y **“Versión de coincidencia doblemente balanceado”**

$$v_c = V_c \cos \omega_c t = V_c \cos (\omega_c + \Delta \omega_c \cos \omega_m t)$$

$$\omega_c \stackrel{\Delta}{=} \omega_0 \stackrel{\Delta}{=} 1/\sqrt{LC}$$

$$Q \stackrel{\Delta}{=} \omega_0 L / R \geq 4$$

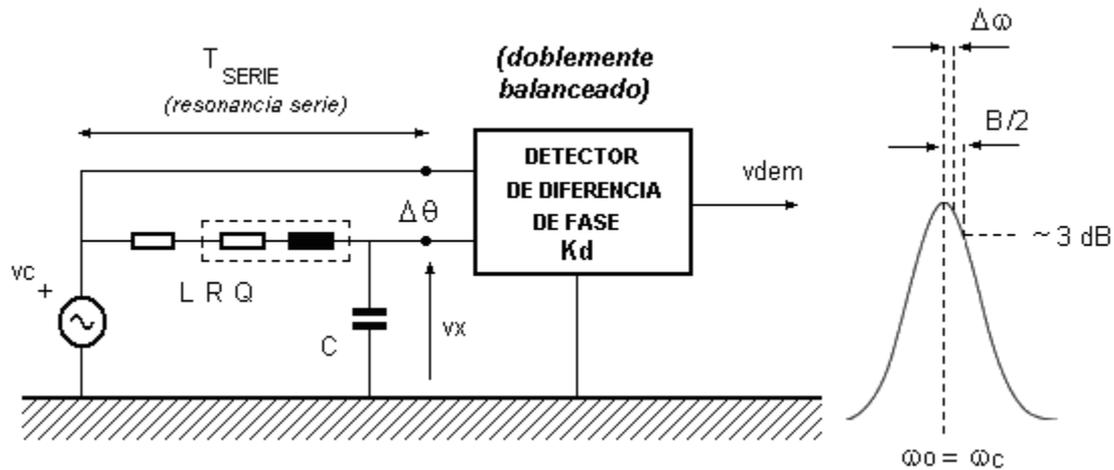
$$\Delta \omega \stackrel{\Delta}{=} \omega - \omega_0$$

$$T_{\text{SERIE}} = v_x / v_c = (1/sC) / [R + sL + (1/sC)] = Q / [Q(1 - x^2) + j] \rightarrow |T(\omega)| \exp j \phi(\omega)$$

$$\theta \stackrel{\Delta}{=} \phi(\omega) = -\arctan \frac{1}{Q} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) \sim -\arctan \frac{\omega}{2Q} \Delta\omega \sim -\arctan \frac{B/2}{\Delta\omega}$$

$$\frac{\partial \theta}{\partial \omega} = \frac{B/2}{[(B/2)^2 + (\Delta\omega)^2]} \rightarrow \text{cuando } B/2 \gg \Delta\omega \rightarrow \left. \frac{\partial \theta}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} \sim \frac{2}{B}$$

$$\Delta v_{dem} = k_3 \cdot \Delta\theta \rightarrow k_3 = -2k(VCC - 0,6) / 2R_3 \pi$$



por lo que resulta la deformación por tercer armónica de igual característica a lo que se presentó con la resolución de Fischer-Hinnen

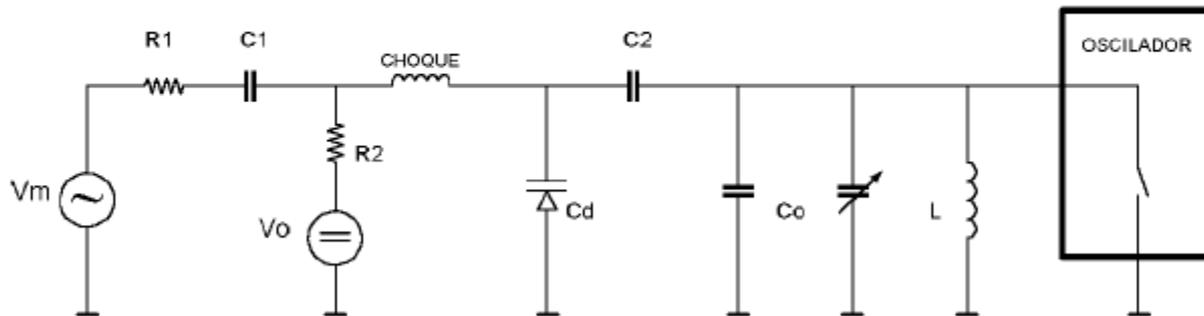
$$\Delta\theta \sim (2/B) \Delta\omega = 2 \cdot 0,075 / 1,07 = 0,14 \text{ r}$$

$$D_3 \approx 0,164 \Delta\theta - 0,0247 = 0,164 \cdot 0,14 - 0,0247 = 0,00174 = 0,17 \%$$

Ejercicio 6

Diseñar un **Modulador de FM** de acuerdo al circuito indicado, donde el diodo varactor es un BB105A, en base a las siguientes especificaciones:

$$f_c = 10.7 \text{ MHz} \quad \Delta f_{\max} = 75 \text{ KHz} \quad f_{m\max} = 15 \text{ KHz} \quad f_{m\min} = 30 \text{ Hz} \quad D_2 \cong 3\% \quad R_1 = 5 \text{ K}\Omega$$



Solución

Ya fue resuelto en el apartado "**Modulador de MF en bajo nivel > Ejercicio 1**".

Inversores y Convertidores monofásicos

Llamamos *convertidores* a aquellos circuitos que convierten una magnitud de CC a otra de CC (generalmente más elevada, y que consisten normalmente en un *inversor* con su correspondiente rectificación-filtrado), e *inversores* a aquellos otros que la transforman a CA (osciladores de potencia).

En estos circuitos que estudiamos se utilizan transformadores con núcleo ferromagnético que ofrecen comportamientos estables. Se aprovecha su saturación para cancelar la inductancia magnetizante (en esta zona no hay permeabilidad incremental μ_{Δ}) y con ello se pierden las propiedades transformadoras.

Con el fin de introducirnos en el tema abreviamos entonces la inductancia que podríamos obtener al usar un núcleo con chapas de hierro-silicio

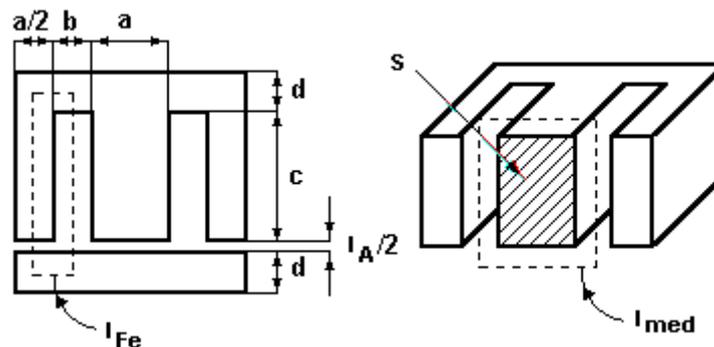
$$L = \mu_{\Delta} N^2 S / l_{Fe}$$

donde μ_{Δ} es la permeabilidad incremental (B_{SAT}/H_{SAT}), N el número de espiras, S la sección del núcleo de hierro y l_{Fe} la longitud media del camino magnético.

Para seguir avanzando, conviene refrescar las magnitudes que se usaban antes con las actuales y que preferimos sean M.K.S.: B (Wb/m² = T = 0,0001 gauss), μ (H/m = Tm/A), ϕ (Wb = AH).

Núcleo de chapa laminada hierro-silicio

La forma constructiva es, básicamente, la que se muestra en la figura.



Si bien disponemos de la tabla siguiente, para el hierro-silicio común, esto es al 99,9% de hierro, los datos aproximados típicos son: $\mu_r < 5000$ y una $B_{SAT} = 2$ T, por lo que nos da una inductancia magnetizante aproximada tomando una media relativa $\mu_r = 2000$ (recordar que la del aire o vacío es de $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Tm/A)

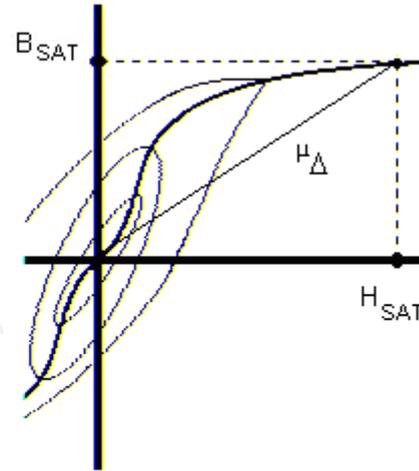
$$\mu_{\Delta} = \mu_r \mu_0 \sim 0,0025 \text{ Tm/A}$$

$$B_{SAT} \sim 2 \text{ T}$$

$$L \sim 0,0025 \text{ [Tm/A]} \cdot N^2 \text{ [espiras}^2\text{]} S \text{ [m}^2\text{]} / l_{Fe} \text{ [m]}$$

PROPIEDADES MAGNÉTICAS TÍPICAS DE VARIOS MATERIALES MAGNÉTICOS BLANDOS

Material	Permeabilidad relativa inicial (μ_r a $B \sim 0$)	Pérdidas por histéresis (J/m^3 por ciclo)	Inducción de saturación
Lingote de hierro	250	500	2,16
Fe-4 % Si, aleatorio	500	50-150	1,95
Fe-% Si, orientado	15.000	35-140	2,0
Permalloy 45 (45% Ni – 55% Fe)	2.700	120	1,6
Mumetal (75% Ni-5% Cu – 2% Cr-18% Fe)	100.000	2	0,79
Supermalloy (79% Ni-15% Fe – 5% Mo)	—	25	1,56
Aleaciones férricas amorfas (80% Fe – 20% B)	—	15	1,63



Las pérdidas por Foucault e histéresis se hacen considerables al trabajar con ondas cuadradas por el gran espectro de su contenido armónico. Por consiguiente se suelen utilizar frecuencias típicas de funcionamiento

- ferrita de 1 a 20 kHz
- hierro de 50 a 100 Hz

además, de una manera general, el rendimiento η en los mejores casos es del 95 %

$$\eta = P_{SAL}(\text{en la carga } R_L) / P_{ENT}(\text{a la entrada del transformador}) \sim 0,95$$

Por otra parte, si estuviésemos interesados en conocer la resistencia efectiva total R_{0T} de estas pérdidas que denominamos R_0 , podemos hallarla si llamamos V_{SAL} a la tensión eficaz en la carga R_L y n a la relación de espiras primario a secundario

$$P_{R0} \sim V_{SAL}^2 / R_0$$

$$P_{SAL} = V_{SAL}^2 / n^2 R_L$$

de donde

$$P_{ENT} = P_{SAL} + P_{R0}$$

$$P_{R0} = P_{SAL} (\eta^{-1} - 1)$$

$$R_0 = n^2 R_L / (\eta^{-1} - 1) \sim 19 n^2 R_L$$

y la final

$$R_{0T} = R_0 // n^2 R_L / (\eta^{-1} - 1) = \eta \cdot n^2 R_L = 0,95 \cdot n^2 R_L$$

Para los *inversores*, bastará muchas veces el uso sencillo de un condensador experimental en paralelo con la carga de tal manera que la señal cuadrada resulte ondulada —se filtrarán armónicas. Otros filtros más sofisticados pueden emplearse también, como lo son aquellos de impedancia de filtro π , sintonizados, etc. Para estas aplicaciones, claro estará, las ecuaciones ya no son las presentadas.

Si nuestra intención es la fabricación de un *convertidor*, entonces bastará rectificar y filtrar con un condensador C_L la salida. Para ello será suficiente la condición (f_0 es la frecuencia de oscilación)

$$R_L C_L \gg 1 / f_0$$

o bien si la potencia apremia confeccionar un filtro y su prudente rectificado. Para esto es útil usar las curvas de Shade y tener en cuenta sus regímenes:

- TPI → La “tensión de pico en inversa” que debe soportar el o los diodos, dependiendo del circuito (normalmente V_{CC} para simple y puente-rectificador, y $2 V_{CC}$ para puente- transformador.
- I_{ef} → La “corriente eficaz” que circula por cada diodo, dependiendo de si es de media onda u onda completa
- I_{CC} → La “corriente media (promedio o continua)” que circula por cada diodo, dependiendo de si es de media onda u onda completa
- I_{pico} → La “corriente pico repetitiva” que circula por cada diodo debido al ángulo de conducción, dependiendo de si es de media onda u onda completa
- $I_{transit}$ → La “corriente transitoria” o pico en el arranque del circuito, donde el capacitor de filtro es un cortocircuito y sólo frena a la corriente la resistencia del bobinado. Esta magnitud supera varias veces a la media I_{CC} (normalmente de 5 a 10 veces).

Así, contamos con las curvas experimentales de Shade que, si bien han sido realizadas con válvulas diodo de vacío, permiten de todas maneras aproximar satisfactorios resultados para los semiconductores. Seguidamente se muestran las que utilizaremos —existen más que el lector podrá hallar en cualquier otra bibliografía. Las primeras relacionan a las corrientes “ i ” por el rectificador con la continua “ I_{CC} ” por la carga (que es la media o promedio), donde la resistencia serie R_S refiere a la suma de todas las efectivas y presentes (como en el primario se excita con una fuente generatriz que es la de alimentación, no posee resistencia interna) que son: la del bobinado primario reflejada al secundario, la del bobinado secundario y tercero la que tenga el rectificador (diodo o diodos) en su conducción estática media

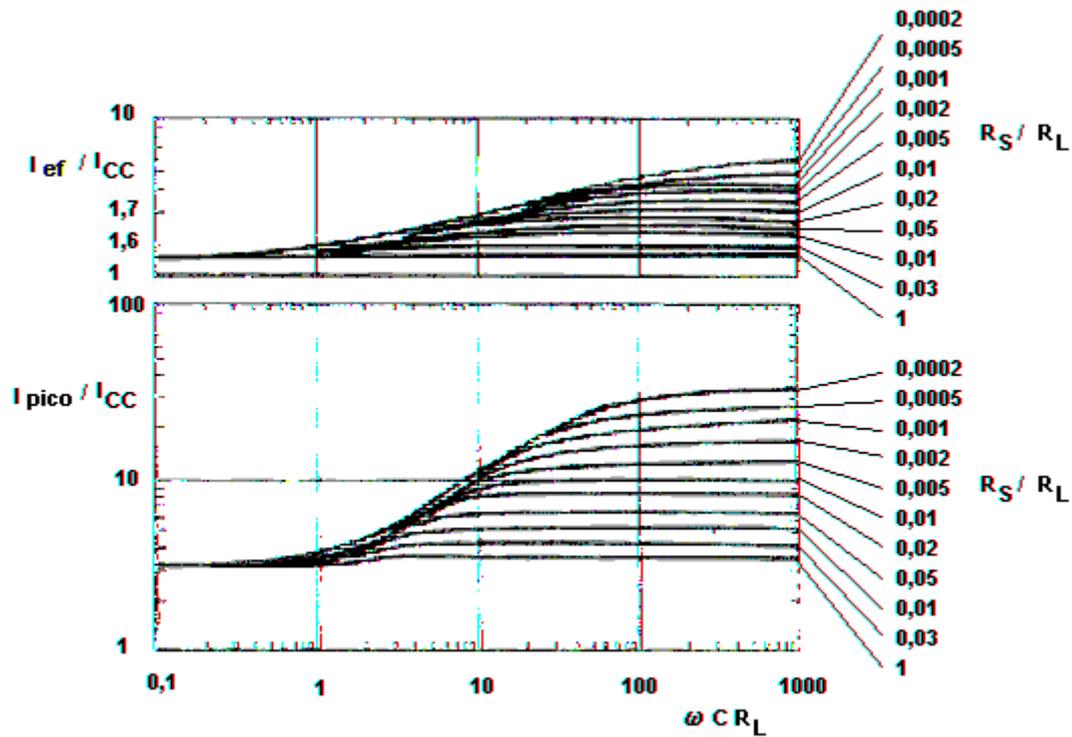
$$R_S = R_{primario} / n^2 + R_{secundario} + R_{rectificador}$$

$$R_{rectificador} (1 \text{ diodo}) \sim 0,6 V / I_{CC}$$

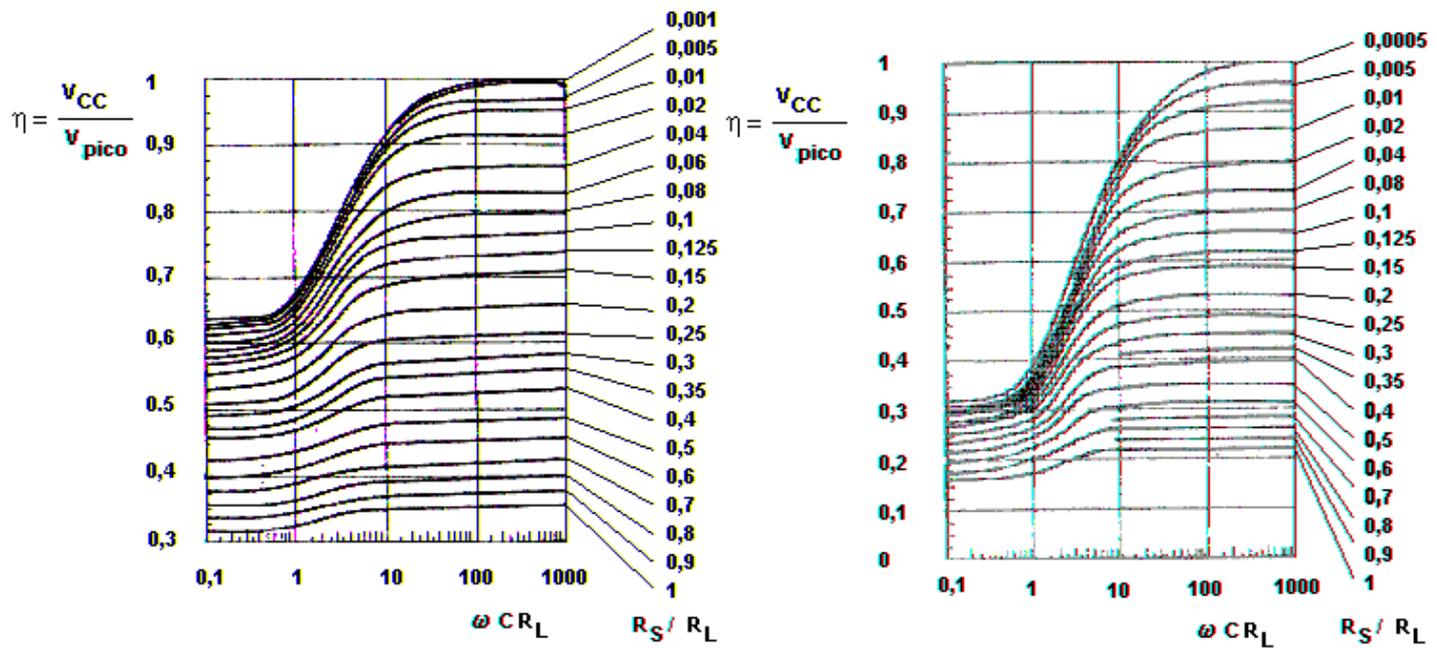
$$R_{rectificador} (2 \text{ diodos en puente-transformador}) \sim 0,6 V / I_{CC}$$

$$R_{rectificador} (4 \text{ diodos en puente-rectificador}) \sim 2 \cdot 0,6 V / I_{CC}$$

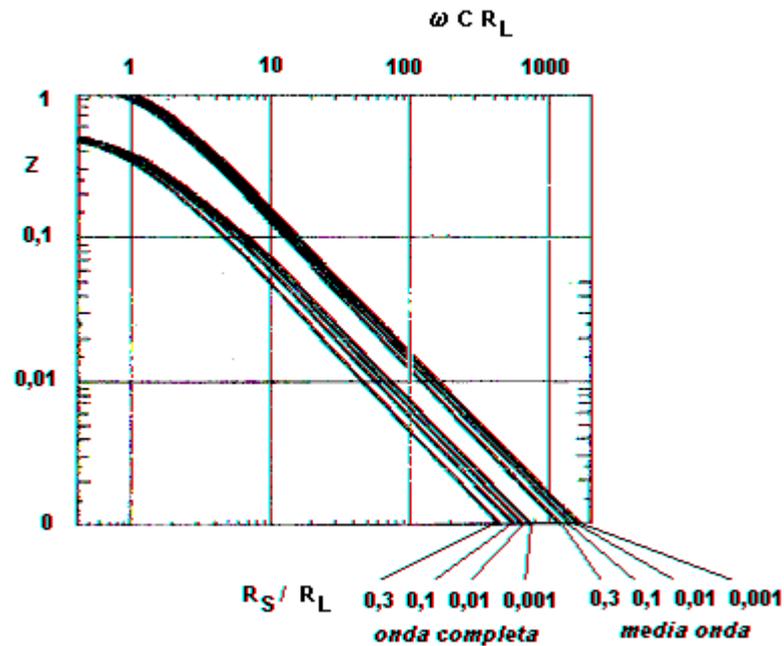
Aquí $\omega = 2\pi \cdot 50$ Hz refiere a la frecuencia de línea, R_L a la resistencia efectiva en continua de carga y C al condensador que se le conecta en paralelo a modo de filtro.



Las segundas expresan el *rendimiento de detección* η , como el cociente entre la tensión continua que podemos obtener respecto del valor pico de la señal de entrada. Primero tenemos el caso de un rectificador de media onda con un filtro capacitivo y luego lo tenemos para el de onda completa también con filtro capacitivo



La tercera curva de Shade que aquí presentamos nos muestra el porcentaje de zumbido para media onda y onda completa, o sea que Z es el cociente entre la tensión eficaz del ripple dado por los armónicos dividida por la tensión continua sobre la carga V_{CC} .



Para hallar en estos casos una estima de la resistencia de carga que se refleja al bobinado secundario R_{Lref} , igualamos la potencia que se entrega al rectificador-filtro debido a una conmutación de valor pico V_{CC} en el primario, con la que se le ofrece a la carga R_L

$$(V_{CC}/n)^2 R_{Lref} \sim (V_{CC}/\eta)^2 / R_L$$

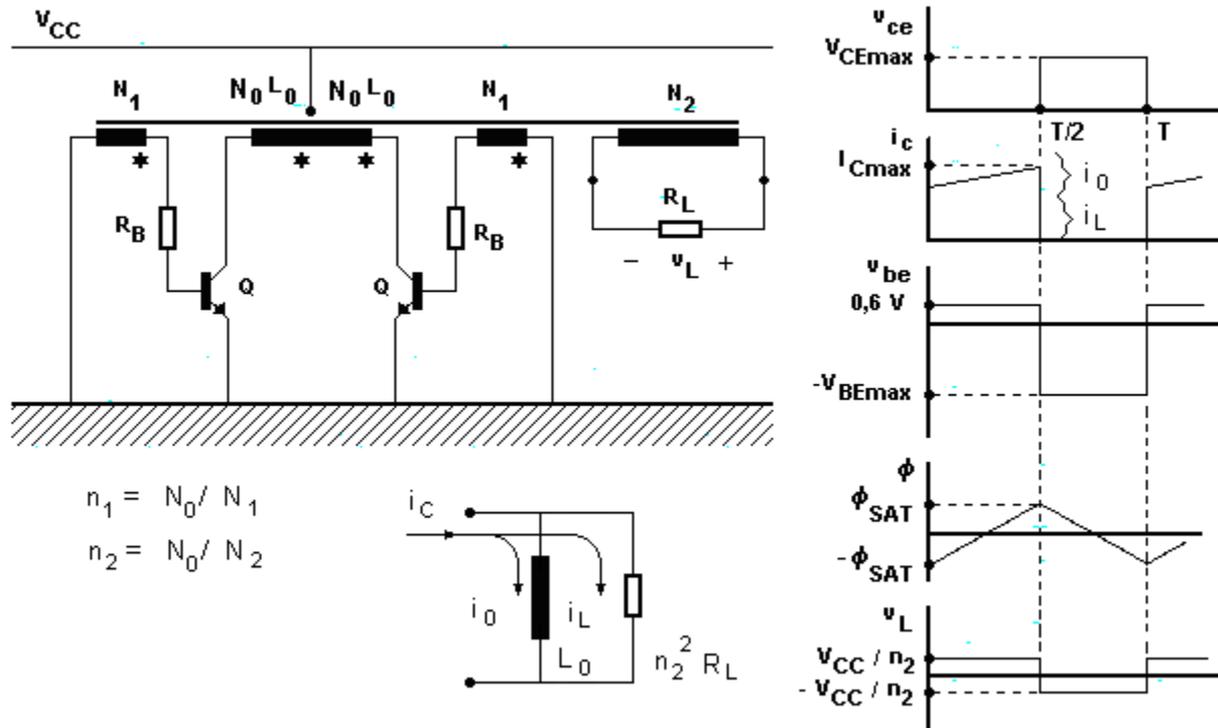
por lo que

$$R_{Lref} \sim R_L / 2\eta^2 \sim R_L / 2$$

Inversor de dos TBJ y un transformador

Mientras un TBJ satura el otro va al corte. Habrá entonces en el inicio una tensión continua V_{CC} aplicada sobre L_0 que hará tener un flujo lineal ϕ en el tiempo y que, al llegar a la saturación ϕ_{SAT} se perderá μ_{Δ} dinámica por no existir ΔB autocancelando con ello la L_0 . Esto trae como consecuencia el corte del TBJ ya que en dicho instante no existirán propiedades transformadoras, efecto ayudado por la realimentación en base.

También podría implementarse con el inductor L_0 siempre trabajando en su zona activa (es decir que no sature) y excitar al circuito con un astable común. Esta configuración es indispensable cuando se precisa establecer una frecuencia de conmutación determinada, porque al funcionar en modo autooscilante por sus propiedades magnéticas es muy difícil asegurar dicha frecuencia después de un cálculo, debido al inconveniente de conocer con exactitud la inductancia magnetizante L_0 (ya que dependerá a su vez de la imprecisión de la permeabilidad magnética por su histéresis). Pero no es éste el caso que nos ocupa.



En el semiperíodo de saturación se cumplen para cada TBJ

$$v_{L0} = V_{CC}$$

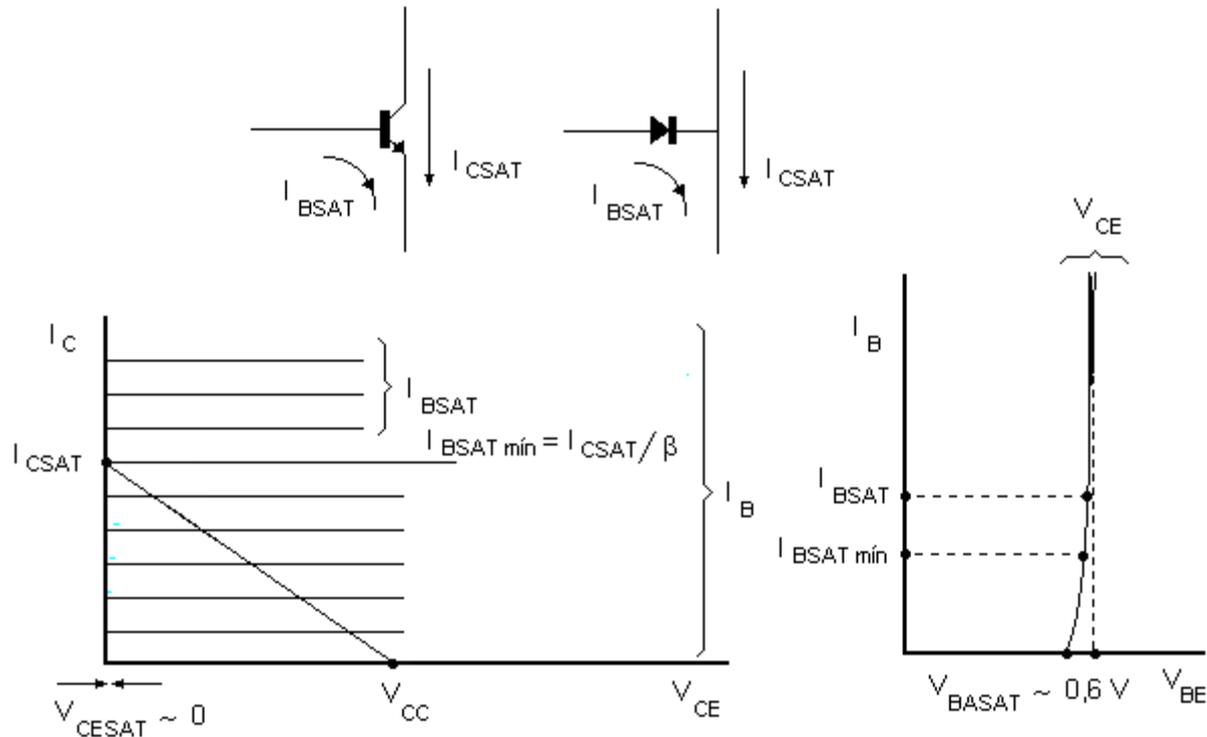
$$v_{ce} = V_{CC} - v_{L0} = 0$$

$$v_{be} = V_{BESAT} \sim 0,6 V$$

$$i_c = i_0 + i_L = I_{CSAT} = V_{CC} [(n_2^2 R_L)^{-1} + t/L_0]$$

$$\phi = -\phi_{SAT} + (1/L_0) \int_0^t v_{L0} \, dt = -\phi_{SAT} + 2V_{CC} t$$

$$v_L = v_{L0}/n_2 = V_{CC}/n_2$$



por lo que una vez pasado el mismo $T/2$ entonces la sobretensión del corte hará conducir al otro TBJ y resultará la simetría.

Para los regímenes del TBJ, de las ecuaciones anteriores obtenemos teóricamente

$$I_{Cmax} = V_{CC} [(n_2^2 R_L)^{-1} + T/2L_0]$$

$$V_{CEmax} = 2 V_{CC}$$

$$-V_{BEmax} = V_{CC}/n_1$$

$$P_{CEmax} = T^{-1} \int_0^{T/2} V_{CESAT} I_{CSAT} dt \approx V_{CC} V_{CSAT} [(n_2^2 R_L)^{-1} + T/2L_0] / 2$$

y finalmente en la carga (recuerde que en la energía entregada por el circuito son 2 los aportes, uno por cada transistor)

$$P_{Lmax} \sim 2 \cdot [T^{-1} \int_0^{T/2} (V_{CC}^2/n_2^2 R_L) dt] = V_{CC}^2 / n_2^2 R_L$$

Ejercicio

Se pide calcular los componente del circuito descrito con los siguientes datos por ejemplo

$$R_L = 5 \text{ k}\Omega$$

$$f_0 = 50 \text{ Hz (para lograr una exactitud en esto deberá el circuito ser controlado por un astable)}$$

$$V_{Lmax} = \pm 311 \text{ V (techo de la tensión cuadrada en la carga)}$$

Adoptamos una alimentación teniendo en cuenta que es conveniente para respetar las fórmulas presentadas que sea despreciable la tensión colector-emisor de saturación (que para TBJ de mucha potencia suele llegar al voltio). Así, entonces, se sugiere adoptar

$$V_{CC} = 24 \text{ V} \gg 0,25 \text{ V}$$

Elegimos una laminación (o forma de cazoleta si es ferrita por lo cual cambiará el diseño), lo que nos determinará una sección del núcleo S conforme a una ecuación empírica

$$S (\text{m}^2) \geq 0,00013 \cdot [\text{Potencia aparente total en la carga (VA)}]^{1/2} = 0,0004 \text{ m}^2$$

que para una sección cuadrada ($S = a^2$) resulta de la tabla (valores universales y normalizados de laminaciones)

$$\Rightarrow a = 2,86 \text{ cm} \geq \sqrt{S} = 2 \text{ cm}$$

$$\Rightarrow \text{N}^\circ \text{ LAMNACIÓN} = 112 \text{ (adoptada)}$$

$$\Rightarrow b = 1,43 \text{ cm}, c = 4,3 \text{ cm}, d = 1,43 \text{ cm}$$

$$\Rightarrow l_{Fe} = a + 2b + 2c + 2d = 17,18 \text{ cm (longitud del camino magnético en el hierro con entrehierro IA despreciable)}$$

Tabla de N° de chapas y sus dimensiones.											
Chapa N°	a [mm]	b [mm]	c [mm]	d [mm]	l [mm]	l' calculada	K C	Peso x sección cuadrada (Kg)	Peso de chapas (g)		Geometría de las chapas
									Chapa "E"	Chapa "I"	
14	3.5	3.5	8.75	1.75	14	14	6	0.025	760	240	<p>Peso específico del hierro Peh = 7.85 [g/cm³]</p>
18	4.8	4.8	11	2.5	19	19.2	13.5	0.065	770	230	
25	12.5	8	20.75	8	41.5	41	36.5	0.110	710	290	
30	33	27	97	17.5	120	120	132	2.320	810	190	
37	9.5	7.95	19	4.8	35	34.9	28.8	0.046	750	250	
60	40	20	60	20	120	120	100	2.800	750	250	
62	16	8	24	8	48	48	40	0.180	750	250	
75	19	9.5	26.5	9.5	57	57	47.5	0.300	750	250	
77	22	12	34	12	68	68	58	0.510	750	250	
111	25.4	12.7	33.1	12.7	76.2	76.2	63.5	0.720	750	250	
112	28.6	14.3	43	14.3	85.8	85.8	71.6	1.030	750	250	
125	32	16	49	16	96	96	80	1.420	750	250	
150	45	28.5	117	22.5	147	147	162	5.653	810	190	
155	38	19	57	19	147	114	95	2.430	750	250	
55 E	42	21	21	21	126	126	105	3.100	750	250	
200	33	27	65	17.5	120	120	100	1.960	750	250	
500	64	32	96	32	192	192	180	11.350	750	250	
600	50	25	75	25	150	150	125	9.400	750	250	
700	64	32	93	32	192	192	256	16.200	830	170	
800	82	41	122	41	246	246	204	24.500	750	250	
850	82	41	244	41	246	246	326	36.300	830	170	
1102	102	51	153	51	305	306	324	43.400	750	250	

ELECTROMOTOR - Av. Belgrano (n) 1578, Sgo. del Estero, Argentina

Teniendo en cuenta como se vio antes una aproximación de $B_{SAT} \sim 2 T$ resulta que teniendo en cuenta las expresiones vistas

$$H_{SAT} = B_{SAT} / \mu_{\Delta}$$

$$H_{SAT} = N_0 i_{0SAT} / l_{Fe}$$

$$i_0 = V_{CC} t / L_0 \rightarrow i_{0SAT} = V_{CC} T / 2L_0$$

$$\Rightarrow B_{SAT} / \mu_{\Delta} = N_0 (V_{CC} T / 2L_0) / l_{Fe} = N_0 V_{CC} T / 2L_0 l_{Fe}$$

y si adoptamos conforme a la experiencia que tengamos una inductancia magnetizante

$$L_0 = 1 H$$

entonces podemos calcular

$$N_0 = 2L_0 l_{Fe} B_{SAT} / \mu_{\Delta} V_{CC} T = 2 L_0 f_0 l_{Fe} B_{SAT} / \mu_{\Delta} V_{CC} = 60 \text{ espiras}$$

aconsejándose, si es que se precisara con exactitud, la experimentación de L_0 luego del armado para obtener su correcto valor. Para ello se debe mantener la frecuencia y tensión porque sino cambiará su magnitud por la histéresis del núcleo μ_{Δ} .

Seguido, si estimamos una magnitud del bobinado que excite al TBJ

$$N_1 = 10 \text{ espiras}$$

resultan

$$n_1 = N_0 / N_1 = 6$$

$$n_2 = N_0 / N_2 = V_{CC} / V_{Lmax} = 0,077$$

y con ello finalizaríamos los datos para el fabricante del transformador (estimamos un $\eta \sim 0,95$ por las pérdidas por Foucault como se explicó anteriormente)

$$N_2 = N_0 / n_2 = 780 \text{ espiras}$$

$$P_{SAL} = (1 / \eta) \cdot (V_{Lmax} / \sqrt{2})^2 / R_L = 10 \text{ W}$$

en suma

$$f_0 = 50 \text{ Hz}$$

$$n_1 = N_0 / N_1 = 6$$

$$n_2 = N_0 / N_2 = 0,077$$

$$N_0 = 60 \text{ espiras}$$

$$P_{SAL} = 10 \text{ VA (no hay factor de potencia)}$$

$$N^\circ \text{ LAMNACIÓN} = 112$$

$$\text{eficaz primario} \sim P_{SAL} / V_{CC} = 0,4 \text{ A (grosera aproximación válida porque la corriente es pequeña)}$$

Por otra parte, si estuviéramos interesados y como ya se ha explicado, también podríamos calcular la resistencia de carga efectiva total R_{Lef} considerando las pérdidas del transformador

$$R_{Lef} = \eta \cdot n_2^2 R_L = 28 \Omega$$

Si deseásemos suavizar la onda sobre la carga, podemos aproximar una capacitancia C_0 que filtre la fundamental frente a la carga R_L poniéndola en su derivación (como son números complejos, con 5 veces bastará)

$$R_L \gg 1 / (2\pi f_0)^2 C_0 \implies C_0 \geq 10 \text{ nF (recuerde que deberá soportar } V_{Lmax})$$

Obtenemos para los TBJ sus regímenes en cada uno de ellos

$$I_{Cmax} = V_{CC} / R_{Lef} + 1/2f_0 L_0 \approx V_{CC} / R_{Lef} = 800 \text{ mA}$$

$$V_{CEmax} = 2 V_{CC} = 48 \text{ V}$$

$$-V_{BEmax} = -V_{CC} / n_1 = -4 \text{ V}$$

$$P_{CEmax} \approx V_{CC} \cdot I_{Cmax} / 2 = 5 \text{ W}$$

y del manual (cubrirse con márgenes razonables de seguridad) se hallarán

$$TBJ = TIP41B$$

$$V_{CEADM} = 80 \text{ V} > V_{CEmax}$$

$$I_{CADM} = 6 \text{ A} < I_{Cmax}$$

$$\beta = 15 \text{ a } 30$$

$$\tau_{apag} = \dots \ll 1/2f_0 \text{ (tiempo de apagado)}$$

$$\tau_{enc} = \dots \ll 1/2f_0 \text{ (tiempo de encendido)}$$

$$f_T = 3 \text{ MHz} > \beta f_0 = 750 \text{ Hz a } 1500 \text{ Hz (frecuencia de transición = producto ganancia x ancho de banda)}$$

$$\theta_{JC} = 1,67 \text{ }^\circ\text{C/W (resistencia térmica entre la juntura y la carcasa)}$$

lo que permitirá encontrar el disipador térmico para un ambiente a $T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ y una juntura T_J del dispositivo adoptada que sea menor de los $T_{JADM} = 100 \text{ }^\circ\text{C}$ como normalmente límite

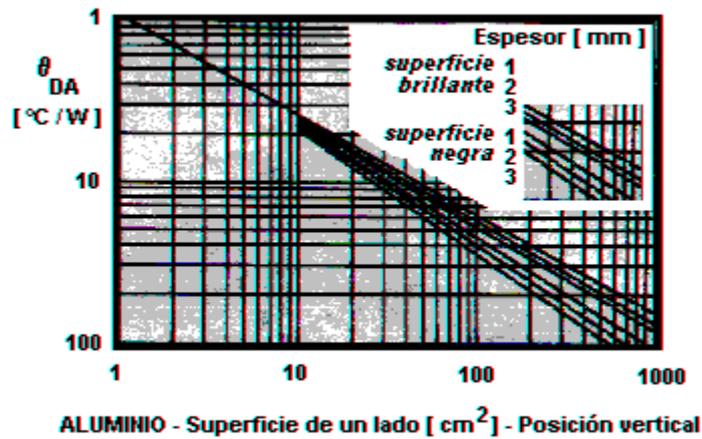
$$T_J = 80 \text{ }^\circ\text{C} < T_{JADM} = 100 \text{ }^\circ\text{C}$$

y así con ello entonces la resistencia entre el disipador y el ambiente resulta

$$\theta_{DA} = \theta_{CA} - \theta_{DA} = \{ [(T_J - T_A) / \delta P_{CEmax}] - \theta_{JC} \} - \theta_{bulonería} = 5,8 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

donde $\delta = 1,3$ es elegido como coeficiente de seguridad y el $\theta_{\text{bulonería}} = 1 \text{ } ^\circ\text{C/W}$. Entonces, del ábaco éste u otro que se consiga obtenemos para cada transistor (téngase en cuenta que aquí se están considerando disipadores separados, puesto que si se juntan en uno solo, calentándose mutuamente, el cálculo cambiará y la superficie de radiación necesaria deberá ser algo mayor)

aluminio sin pintar
 superficie = 4 cm^2 por lado
 posición = vertical
 espesor = 2 mm



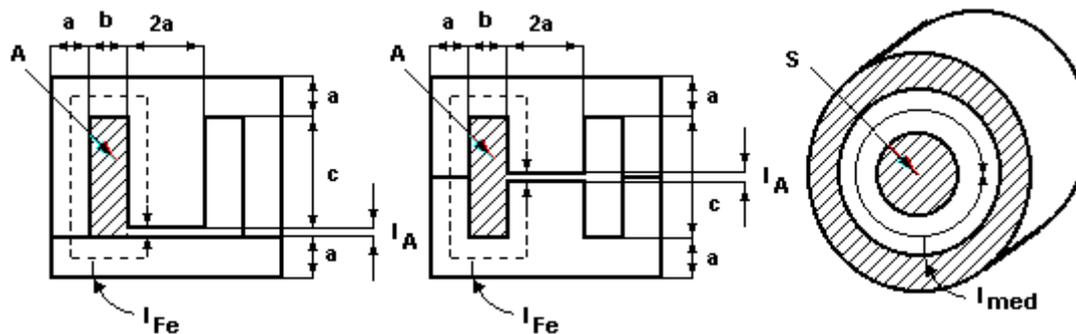
Finalmente calculamos

$$R_B = \beta(\text{peor caso}) \cdot (V_{CC}/I_1 - V_{BES}) / I_{C\text{max}} = 31,6 \Omega \text{ (adopto } 27 \Omega \text{)}$$

Núcleo en cazoleta toroidal de ferrite

Los aspectos teóricos de este tema son los mismos que los analizados para laminación de chapa hierro-silicio, donde cambiará la permeabilidad incremental y lógicamente su estructura.

Aquí, entre varias existentes en el mercado, la forma constructiva que estudiaremos es la que se muestra en la figura.



$$l_{Fe} = 2(2a + b + c)$$

$$S = \pi a^2$$

$$A = b c$$

A la permeabilidad relativa en el ferrite se la llama “toroidal” (también “toroide” o simplemente “toro”) μ_T porque se mide, igual que cualquier relativa μ/μ_0 , cuando el núcleo de la bobina es un anillo cerrado sin entrehierro. Su magnitud puede ser de varios miles. Seguindo presentamos la tabla que especifica un fabricante de tantos (aquí la identifica como μ_i).

Material	Initial Permeability	Saturation Flux Density		Remanence	Coercivity	Power Loss (F=100KHz B=200mT)			Curie Temperature	Resistivity	Density
Unit	μ_i	Bs mT		Br mT	Hc A/m	Pc Kw/m ³			Tc °C	ρ Ω.m	d Kg/m ³ .10 ³
Symbol	±25%	25°C	100°C			25°C	80°C	100°C			
FP4C	1500	510	410	110	17	1100	720	550	>245	5	4.8
FP4B	1800	510	410	110	14	660	410	440	>225	5	4.8
FP4	2300	500	380	130	16	600	400	410	>215	6.5	4.8
FP44	2400	500	390	110	13	600	320	300	>215	6.5	4.8
FP47	2500	520	420	110	13	600	310	280	>215	7	4.9
FP4A	2800	500	380	130	16	580	430	480	>215	7	4.8
FP5	2900	500	380	120	16	480	480	500	>215	6	4.8
FS3	3000	500	390	120	16	500	600	650	>210	8	4.85
FP95	3300	510	400	95	12	380	300	320	>215	6	4.9

Fábrica: CAREFUL - <http://www.hz-careful.net>

Por supuesto, que uno obtenga los datos magnéticos no implica necesariamente que el fabricante haya alojado el material con el formato descrito. Lo ideal es conseguir un fabricante que indique ambas cosas juntas. Pero para nosotros y nuestros estudios, que se fundamentarán sobre todo en tener ideas de las magnitudes en juego, bastará.

De aquí y conforme a la experiencia, una magnitud típica es de $\mu_T = 2000$ para un material de ferrite en cazoleta, esto es, prácticamente igual que la del hierro-silicio común ya que es el mismo material pero pulverizado. Lo que cambiará es la magnitud de saturación B_{SAT} porque el granulado determinará menos dominios magnéticos a orientar por unidad de volumen.

Los cambios para tener en cuenta en el diseño serían:

$$\mu_\Delta = \mu_T / \mu_0 = 0,0025 \text{ Tm/A} \quad (\text{prácticamente igual que en el hierro-silicio})$$

$$B_{SAT} \sim 0,5 \text{ T} \quad (\text{menor que en el hierro-silicio})$$

$$L \sim \mu_\Delta [\text{Tm/A}] N^2 [\text{espiras}^2] S [\text{m}^2] / l_{Fe} [\text{m}] \quad (\text{igual que en el hierro-silicio})$$

Es para tener en cuenta que como la B_{SAT} es menor, precisaremos por tanto menos inductancia magnetizante L_0 o bien menos espiras N_0 para llegar a saturar.

La ecuación empírica vista que relaciona la potencia que transmitirá el transformador y la sección S de su núcleo aquí no se puede usar. Tampoco estos transformadores de cazoleta tienen por fin manejar mucha potencia, sino sólo tensiones y de magnitud baja, de unos pocos voltios.

Con el criterio heurístico de *prueba y error* en los diseños, podemos seguir los lineamientos ya explicados y verificar que el bobinado entre en la ventana con área A . En su defecto hay que volver a plantear adopciones. Con este fin, si el alambre a usar tiene una sección que llamamos “ s ”, se suele usar la siguiente fórmula empírica para verificar que todo nuestro espacio efectivo de alambre arrollado ocupe solamente la cuarta parte de la ventana (esta ecuación se puede usar para transformadores laminados también).

$$(N_0 + N_1 + N_2) \cdot s \leq A / 4$$

El resto del proyecto es igual.

Generadores Diente de Sierra de Corriente y de Tensión

Generadores Diente de Sierra de Corriente

Generalidades

Existen varias aplicaciones en las cuales será preciso generar una rampa de flujo magnético por un bobinado. Estas situaciones normalmente son para aplicaciones de media o alta potencia, esto es, mayor del Volt-Amper eficaces.

Básicamente la técnica consiste en aplicar una tensión continua V_L sobre un inductor L y resistividad R , tal que su corriente i_L , por tanto su flujo ϕ , aumente linealmente según la exponencial de carga

$$i_L = V_L (1 - e^{-t/\tau}) / R$$
$$\tau = L / R$$

que para pequeños momentos $t \ll \tau$ será prácticamente una rampa

$$i_L \sim V_L \cdot t / L$$

Podríamos generalizar el efecto si volvemos a escribir lo anterior

$$x = X (1 - e^{-t/\tau}) = X \{ 1 - [1 - (t/\tau) + (t/\tau)^2/2! + \dots] \} = X [(t/\tau) + (t^2/2\tau^2) + (t^3/6\tau^3) + \dots]$$

y en el primer tramo ($t \ll \tau$)

$$x \sim X (t/\tau) [1 - (t/2\tau)]$$

Como es de esperar, se trabajará preferiblemente en el inicio de la exponencial por su linealidad. Esta operatividad se aplica mejor en el diseño con una serie de factores que especifican la pendiente y que a continuación detallamos

$$u(t) = \partial x / \partial t \quad \text{velocidad}$$
$$e_v(t) = [u(0) - u(t)] / u(0) \quad \text{error relativo de velocidad}$$

y por tanto

$$u \sim \partial \{ X (t/\tau) [1 - (t/2\tau)] \} / \partial t = X (1 - t/\tau) / \tau$$
$$e_v \sim t/\tau$$

los cuales podremos simplificar aun más todavía si no salimos del comienzo de la exponencial

$$t \ll 2 \tau$$
$$x \sim X t / \tau$$
$$e_v \sim t/\tau \sim x / X = x_{inicial} / x_{final}$$

Si ahora llevamos estos conceptos a lo planteado en el inductor nos queda finalmente para $t \ll \tau$

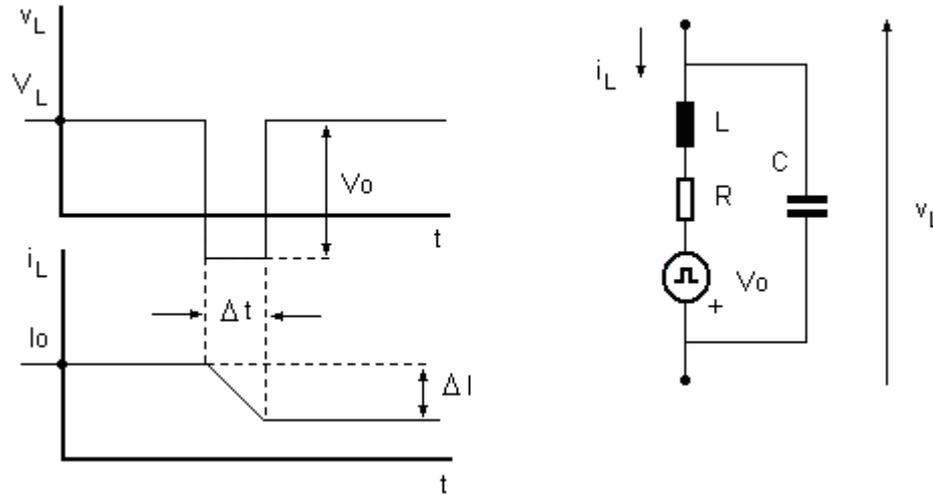
$$i_L(t) \sim (V_L / R) \cdot t / \tau = V_L \cdot t / L \quad \text{corriente en la inductancia}$$
$$\phi(t) = i_L(t) \cdot L \sim V_L \cdot t \quad \text{flujo}$$

$$u(t) = \partial i_L / \partial t = (V_L / R) (1 - t/\tau) / \tau = V_L \cdot (1 - t/\tau) / L = V_L \cdot (1 - e^{-t/\tau}) / L \quad \text{velocidad (} V_L/R \text{ es la FINAL)}$$

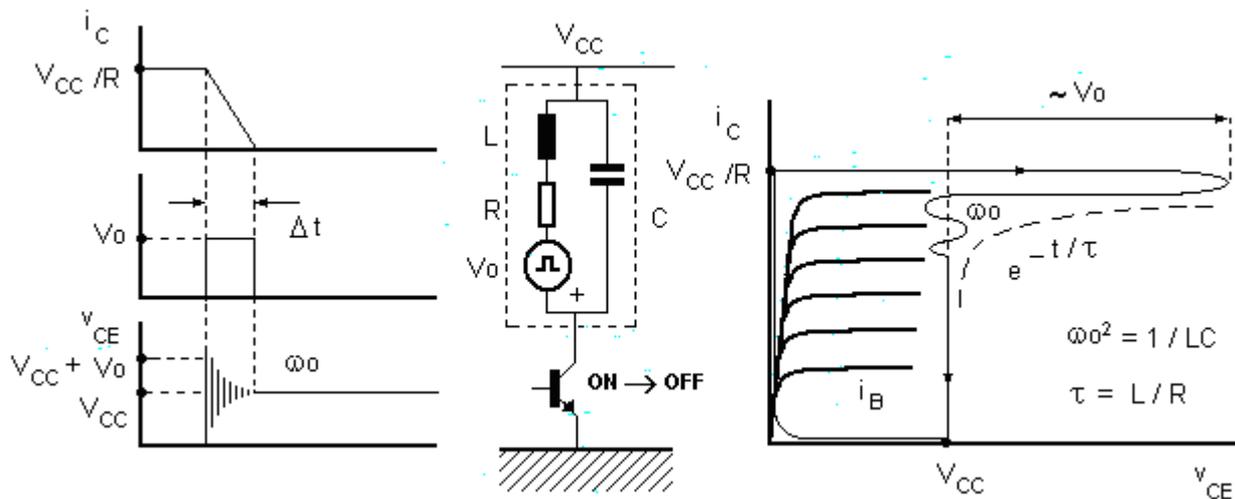
$$e_v(t) = [u(0) - u(t)] / u(0) \sim i_L(t) / (V_L / R) \sim t/\tau \quad \text{error relativo de velocidad}$$

Una vez establecida una corriente permanente lo sobre el inductor (inductancia L, resistencia R del alambre y capacitancia C distribuída entre sus espiras), sea esta positiva, nula o negativa, implicando proporcionalmente un campo magnético ϕ_0 , cuando se la cambia en un ΔI ascendente o descendente en un tiempo Δt , se obtendrá una tensión V_0 inducida durante dicho tiempo dentro de la bobina como lo muestra el dibujo y que vale por Faraday

$$V_0 = \Delta \phi / \Delta t = L \cdot \Delta I / \Delta t$$



Esto trae aparejado que cuando la tensión continua es provista por la conmutación en el colector de un TBJ se produce una sobretensión que puede ser perjudicial para el dispositivo.



Hagamos números para ver la importancia del tema. Supongamos que sea un caso típico de:

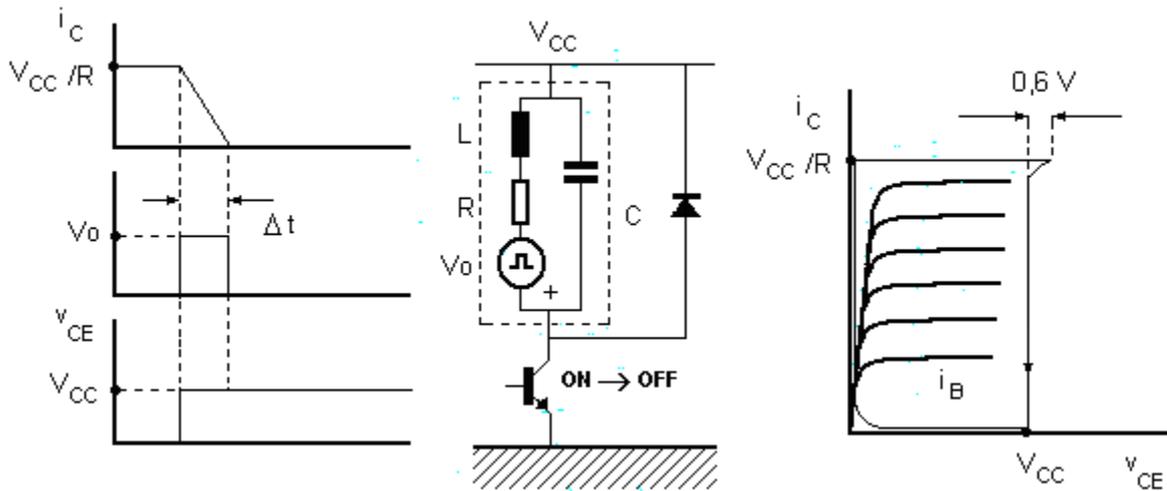
$$L = 1 \text{ H}, \quad R = 10 \, \Omega, \quad C = 10 \text{ pF}, \quad V_{CC} = 12 \text{ V}, \quad \Delta t = 10 \text{ ms}$$

$$\Rightarrow V_0 = L \cdot \Delta I / \Delta t = L \cdot V_{CC} / R \Delta t = 120 \text{ V}$$

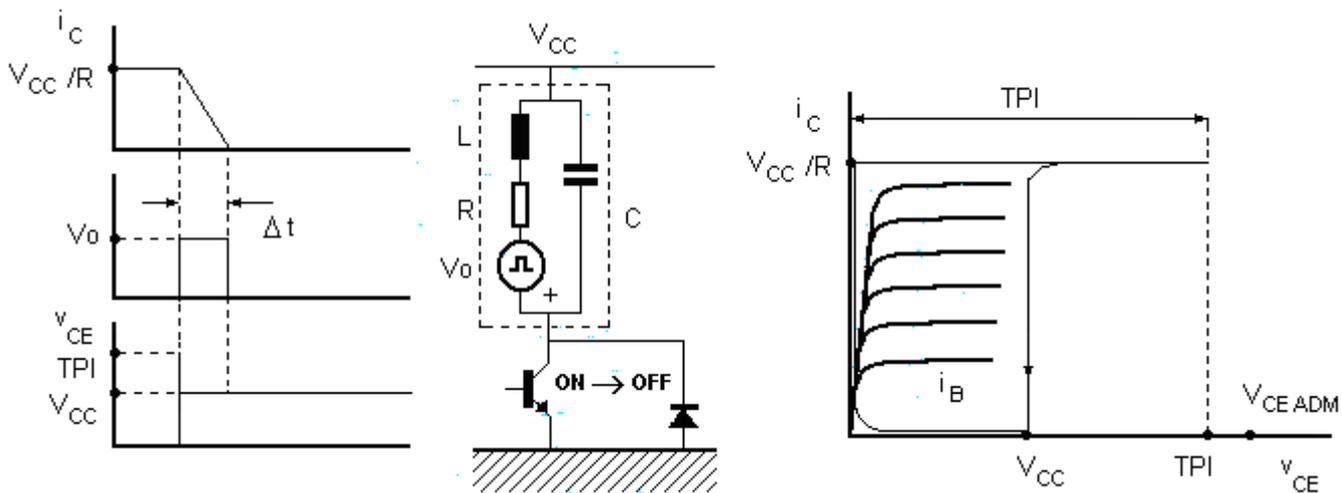
$$\Rightarrow f_0 = \omega_0 / 2\pi = 1 / 2\pi \sqrt{LC} = 50,3 \text{ kHz}$$

$$\Rightarrow 3\tau = 3L/R = 300 \text{ ms} \quad (\text{amortiguamiento efectivo en } 3\tau \text{ porque la exponencial llega al } 95\%)$$

y para evitar esto se coloca un diodo en antiparalelo con el inductor de tal manera que la tensión en el colector v_{CE} no pueda subir más allá de $V_{CC} + 0,6 \text{ V}$. El diodo deberá soportar esta corriente de descarga.

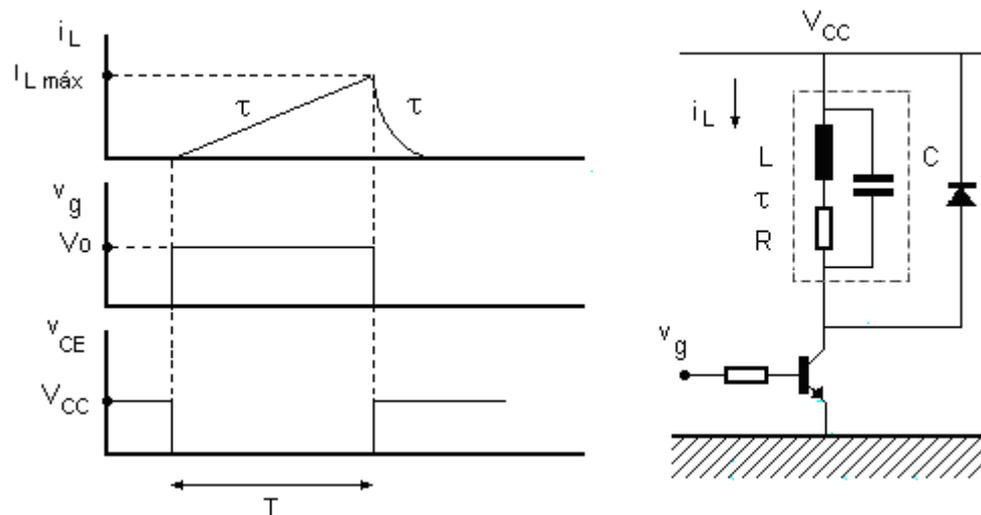


En algunos otros casos se protege al TBJ con otro diodo en antiparalelo entre su colector-emisor, aprovechando la limitación de la TPI (tensión de pico inversa) del rectificador que limite —a modo de diodo Zener— porque tendrá un menor valor que la admisible V_{CEADM} . Algunos dispositivos de potencia ya traen incorporado este rectificador dentro mismo en su cápsula.



Generación de una simple rampa en colector

La implementación que se dibuja podrá generar un flujo magnético en forma de rampa. Recordemos que la **transferencia** entre ella y la corriente es la inductancia L .



Estudiar este comportamiento es, en realidad, una cosa compleja. Al final de estos apuntes (*1) se brinda un apéndice que explicará con mayor detalle esta conducta. Para nosotros y a fines prácticos, sustentados en la experiencia, nos bastará pensar que la bobina cuando el dispositivo ya sea éste un TBJ, JFET, MOSFET o RCS haciendo de llave, producirá en el período T una carga o establecimiento de campo magnético (orientación de los dominios del núcleo).

De esta manera, al saturarse el dispositivo

$$\tau = L / R \gg T$$

$$i_L(t) = (V_{CC} / R) (1 - e^{-t/\tau}) \sim (V_{CC} / R) t / \tau = V_{CC} \cdot t / L$$

$$I_{Lmáx} = i_L(T) = V_{CC} T / L$$

$$\phi(t) = i_L(t) L \sim V_{CC} \cdot t$$

$$e_V(t) \sim t / \tau$$

$$P_{CE} \sim i_{Cmed} \cdot V_{CESAT} \sim I_{Lmáx} V_{CESAT} / 2 \longrightarrow \text{si la señal es repetitiva hay que extender esto al ciclo completo}$$

$$E_{máx} = L I_{Lmáx}^2 / 2 \longrightarrow \text{energía máxima en el núcleo}$$

y pasado el tiempo T al abrirse una descarga del mismo

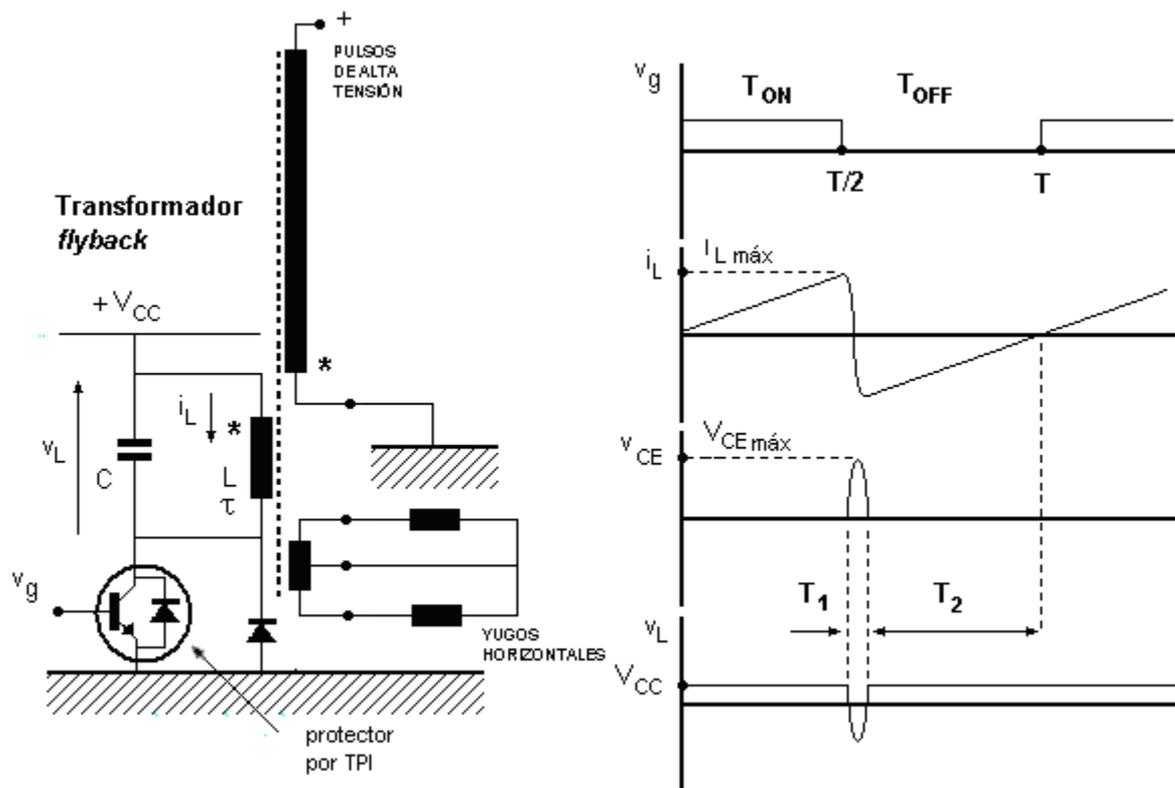
$$i_L(t) = I_{Lmáx} e^{-t/\tau} = V_{CC} T e^{-t/\tau} / L \longrightarrow \text{el diodo deberá tolerar } I_{Lmáx} \text{ como descarga del flujo } \phi_{máx} \text{ en el núcleo}$$

$$\phi(t) = i_L(t) L \sim V_{CC} T e^{-t/\tau}$$

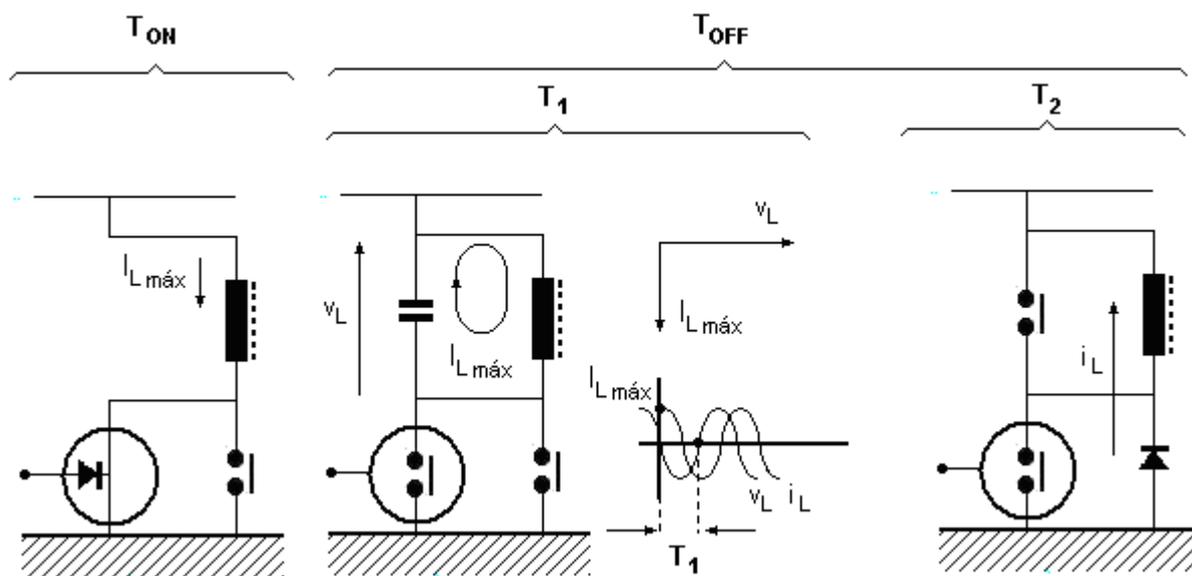
En mi opinión, en el momento de corte del dispositivo, se producen 2 corrientes por el circuito de descarga: una como se dijo debido al flujo de descarga $\phi(t)$ por el almacenamiento e inercia (histéresis) de los dominios magnéticos en el núcleo, y otra debido al efecto Faraday como $L \partial i_L(t) / \partial t$ que normalmente es instantánea y por tanto absorbida por la capacitancia distribuída de la bobina y el mismo diodo y entonces no afecta.

Deflexión horizontal por la eficiencia del diodo en paralelo

Una manera ingeniosa, entre otras, utilizada comúnmente en circuitos de deflexión horizontal para barridos de televisión consiste en aprovechar la autooscilación que genera la implementación dibujada y descargar el flujo del núcleo preparándolo para el próximo período. A su vez se inducen pulsos de altísima tensión a través de un transformador llamado *flyback* que se rectifican (o multiplicarán) y filtrarán (aprovechando el mismo *aquadag* del T.R.C.) para conseguir una alta tensión de continua. Las implementaciones actuales del *flyback* ya poseen internamente multiplicadores con diodos y condensadores de tal manera que la salida misma (ficha de autoanclaje al T.R.C. llamada "chupete") es continua. En los TV monocromáticos ella está cerca de los 20-25 KV y en los de color entre 35-40 KV, magnitudes valor pico y por tanto prácticamente también de continua, nada despreciable. La figura muestra el efecto.



Para comprender el funcionamiento seguiremos el siguiente esquema que muestra cuando el TBJ está conmutando.



En las características de diseño típicas del *flyback*, tenemos muy aproximadamente los siguientes datos

$f = 15625 \text{ Hz}$ → frecuencia de barrido horizontal

$P \approx 10\text{-}50 \text{ W}$ → potencia de transferencia

en cuanto al devanado primario

$N \approx 10$ e, $R \approx 0,1\text{-}1 \Omega$, $L \approx 1\text{-}10 \text{ mH}$, $\varnothing \approx 2 \text{ mm}$, $I_{RMS} \approx 1\text{-}10 \text{ A}$

y para el devanado secundario del *flyback* que tiene más de 1 kilómetro de longitud

$$N \approx 10^4, R \approx 1-10 \text{ M}\Omega \text{ (*2)}, L \approx 1-10 \text{ H}, \varnothing \ll 1 \text{ mm}, I_{\text{RMS}} \approx 100-500 \mu\text{A}, V_{\text{pico}} = 20-35 \text{ kV}$$

Este inductor efectivo en el primario L deberá resonar con la capacitancia en su derivación tal que produzca su período los efectos de retrasado convenientes mostrados en la figura.

Algunos TV y monitores que usan un multiplicador de voltaje éste se encuentra físicamente separado del *flyback*. Para estos casos el bobinado secundario genera sólo unos 6 a 10 kV pico y el multiplicador eleva esto generalmente X3 o X4 ofreciendo 20-30 kVDC en el *aquadag*.

Excitación a los yugos de deflexión

Al transmitir televisión las frecuencias de barrido son las siguientes:

$T_H = 64 \mu\text{s} \rightarrow f_H = 15625 \text{ Hz}$	período y frecuencia horizontal
$T_{TH} = 60,8 \mu\text{s}$	tiempo de trazo horizontal
$T_{RH} = 3,2 \mu\text{s}$	tiempo de retraso horizontal
$T_V = 20 \text{ ms} \rightarrow f_V = 50 \text{ Hz}$	período y frecuencia vertical
$T_{TV} = 19 \text{ ms}$	tiempo de trazo vertical
$T_{RV} = 1 \text{ ms}$	tiempo de retraso vertical

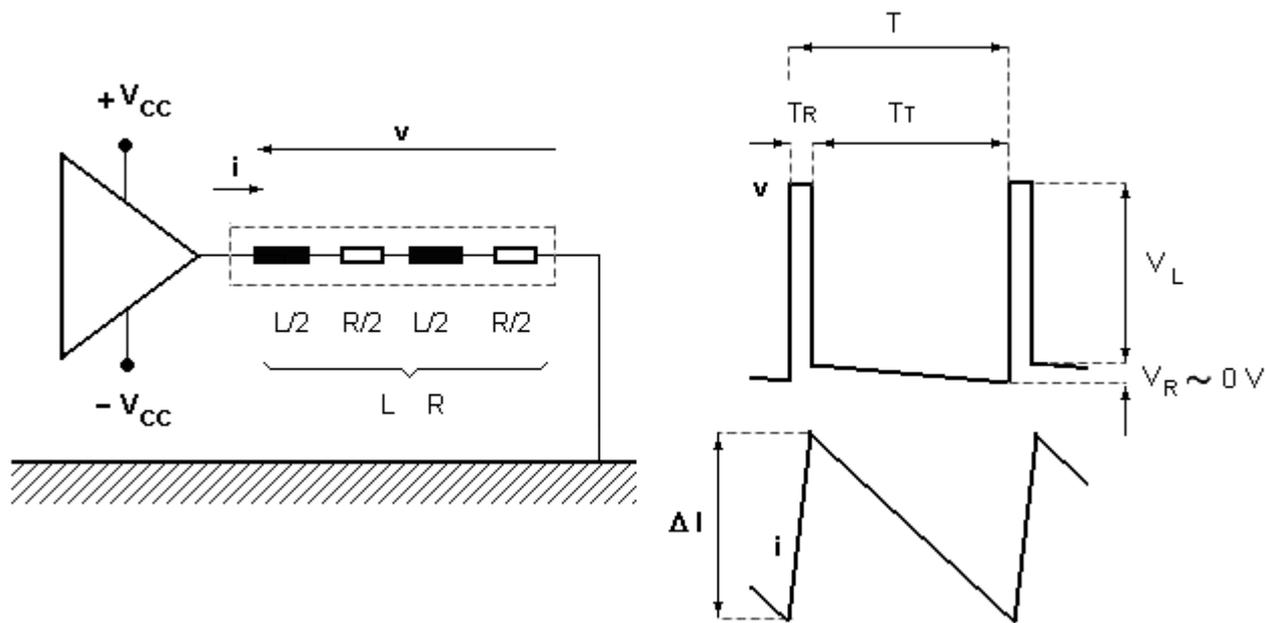
Las bobinas son toroidales y poseen características de inductancia L, resistencia R y capacitancia C despreciable en las frecuencias de trabajo, y con magnitudes que dependen de cada fabricante. Como las frecuencias operativas no son muy altas, las magnitudes resistivas se mantienen con la frecuencia así que una simple medición en continua con un tester puede verificar el estado de los bobinados. En forma aproximada y típica pueden tomarse las siguientes

$L_H = 16 \text{ mH}$	inductancia de ambos yugos horizontales
$R_H = 10 \Omega \text{ (*1)}$	resistencia de ambos yugos horizontales
$\tau_H = L_H / R_H = 1,6 \text{ ms}$	constante de tiempo de ambos yugos horizontales
$L_V = 20 \text{ mH}$	inductancia de ambos yugos verticales
$R_V = 12 \Omega \text{ (*2)}$	resistencia de ambos yugos verticales
$\tau_V = L_V / R_V = 1,6 \text{ ms}$	constante de tiempo de ambos yugos verticales

(*1) Para TV o Monitor NTSC/PAL, de unos pocos ohms (típico: 3 ohms); para Monitores SVGA, menos de un ohm (típico: 0.5 ohms). Fuente: www.comunidadelectronicos.com

(*2) Para TV o monitores NTSC/PAL: más de 10 ohms (típico: 15 ohms); para monitores SVGA: por lo menos unos ohms (típico: 5 ohms). Fuente: www.comunidadelectronicos.com

debe tenerse en cuenta que los yugos de deflexión horizontal (o sea para que exista un desplazamiento horizontal del haz electrónico en el TRC) se encuentran físicamente dispuestos de una manera vertical, y viceversa.



Unas ecuaciones generales de comportamiento podrían ser las siguientes

$$V_L = L \cdot \Delta I / T_T$$

$$V_R = R \cdot \Delta I$$

$$\alpha = V_L / V_R = L / R T_T = \tau / T_T \quad \text{coeficiente de inductividad}$$

donde α indica, tal cual un factor de mérito Q, cuán inductiva o reactiva es la bobina en el tramo temporal considerado. Esto permite observar el siguiente comportamiento para un diseño

Traza H: $\alpha_{TH} = \tau_H / T_{TH} = 26,3$ \rightarrow bobinado inductivo

Retraza H: $\alpha_{RH} = \tau_H / T_{RH} = 500$ \rightarrow bobinado inductivo

Traza V: $\alpha_{TV} = \tau_V / T_{TV} = 0,08$ \rightarrow bobinado resistivo

Retraza V: $\alpha_{RV} = \tau_V / T_{RV} = 1,6$ \rightarrow bobinado con impedancia inductiva (inductivo y resistivo)

donde se observa que un proyecto de generación de rampa de corriente será más simple para la deflexión vertical que la horizontal, puesto que los yugos aquí tienen un comportamiento prácticamente resistivo.

(*1) Apéndice sobre la conmutación de un inductor

Si por un inductor con L y distribuidas R y C, está circulando una corriente de magnitud I_0 y repentinamente le quitamos la misma en un período T, se producirán dos efectos que se superpondrán. Por un lado tendremos una corriente magnética i_M que descargará los dominios imantados del núcleo ferromagnético; y por otro se le sumará otra como consecuencia de la producida por la tensión de Faraday y que llamamos i_F . Para analizar ambos casos podemos aplicar el *Teorema de Superposición*, es decir, analizar las cuestiones por separado y luego sumarlas.

a) Corriente de descarga magnética i_M

Sencillamente será la descarga de la corriente que vendrá circulando

$$i_M(t) = I_0 e^{-t/\tau}$$

b) Corriente por Faraday i_F

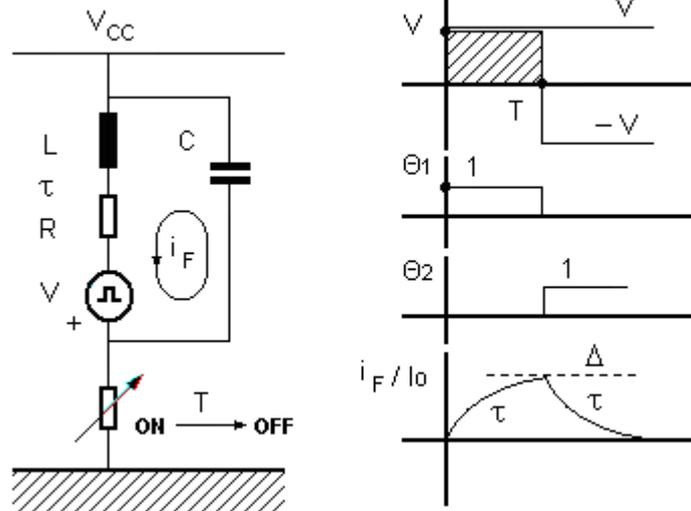
Para entender esto pensaremos que el pulso de Faraday de magnitud V está dado por dos escalones de polaridad opuesta y distanciados en T , ayudándonos a su vez con la operativa de la *función Heaviside* Θ que sólo existirá con valor unitario en ciertos momentos convenientes

$$i_F(t) / I_0 = \Theta_1 (1 - e^{-t/\tau}) + \Theta_2 \Delta e^{-t/\tau}$$

→ dada una condición de amortiguación

$$i_F(t) / I_0 = [\Theta_1 \text{sen } \omega t + \Theta_2 \Delta \text{sen } (\omega t - \omega T)] \cdot e^{-t/\tau}$$

→ dada una condición de oscilación

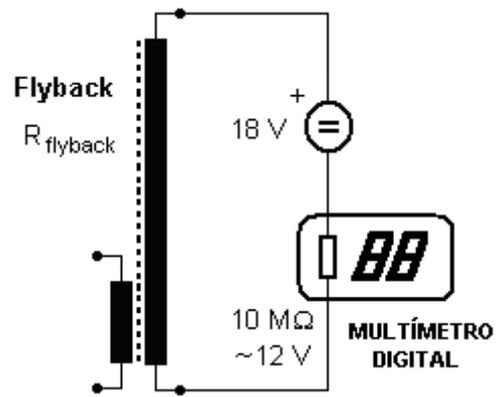


Así, la corriente total por el inductor será la suma de ambas: $i_M + i_F$. Es ésta una corriente interna en el propio componente y no observable desde fuera.

En la práctica, el rectificador que se le conecta en paralelo al inductor para evitar sobretensiones perjudiciales al dispositivo semiconductor, en realidad también cumple una función simplificadora. Sería propio llamarlo **diódo antifaraday** porque impide la creación de esta tensión y, por tanto, de la sobrecorriente i_F como consecuencia que se le acumula.

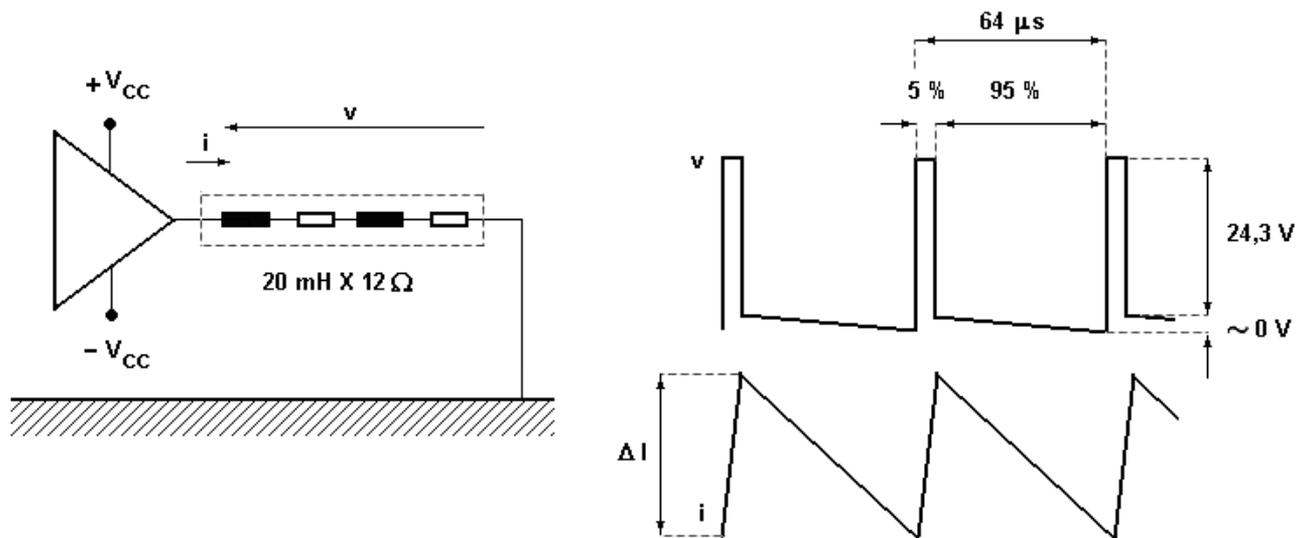
(*2) Aclaración de la magnitud de la resistencia del secundario de un flyback

He visto implementar el siguiente circuito para identificar el terminal de masa del bobinado de un *flyback*. Con un par de simples baterías de 9 V y un tester digital se ha acusado unos aproximados 12 V en la medida. Esto implicaría a través de un simple cálculo una resistividad del secundario $R_{\text{flyback}} = 5 \text{ M}\Omega$. Bien, pero aquí está el problema, porque tengo entendido que se bobina con un alambre de 0,064 mm de diámetro y que posee cerca de 6 $\text{K}\Omega/\text{Km}$, sobre una longitud media de bobinado de 10 cm para 1 km de longitud, esto son 10000 espiras, tenemos una resistividad del orden de los $R_{\text{flyback}} = 6 \text{ k}\Omega$ y no coincide en absoluto. Calculo que el fabricante le debe colocar un resistor físico en serie con el bobinado porque sino los números no dan.



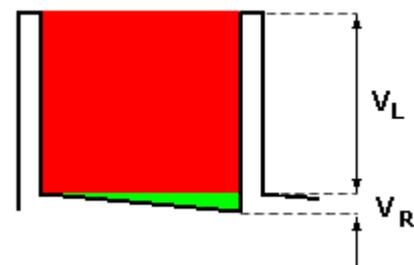
Ejercicio 1

En los siguientes yugos de deflexión horizontal de un televisor se ha observado con el osciloscopio la figura dibujada. Se pide encontrar la ΔI existente.



Solución

Hallamos de una manera general e inmediata simplemente



$$V_L = L \cdot \Delta I / T_T$$

$$\Delta I = V_L T_T / L = 24,3 \text{ V} \cdot 0,95 \cdot 64 \mu\text{s} / 20 \text{ mH} = 73,8 \text{ mA}$$

donde T_T es el período del trazado y V_L la fracción de tensión inductiva.

Para comprender mejor lo que estamos haciendo podemos plantear la fracción de *tensión resistiva* V_R

$$V_R = R \cdot \Delta I$$

y definir un *coeficiente de inductividad* α

$$\alpha = V_L / V_R = L / R T_T = \tau / T_T$$

que si hacemos las cuentas

$$\tau = L / R = 20 \text{ mH} / 12 \Omega = 1,6 \text{ ms}$$

$$T_T = 95 \% 64 \mu\text{s} = 60,8 \mu\text{s}$$

$$\alpha = 26,3 \gg 1$$

lo que nos indica que en este tiempo de trazado los yugos tienen un comportamiento prácticamente inductivo.

Por otra parte y como se escribió precedentemente, también podríamos hallar la despreciable magnitud de V_R

$$V_R = R \cdot \Delta I = 12 \Omega \cdot 73,8 \text{ mA} = 0,9 \text{ V}$$

Ejercicio 2

El siguiente generador de rampa magnético es accionado por una llave que actúa prácticamente en $\Delta t = 0,1$ segundos para uno y otro lado estableciendo los períodos mostrados. Los datos que se conocen del mismo son:

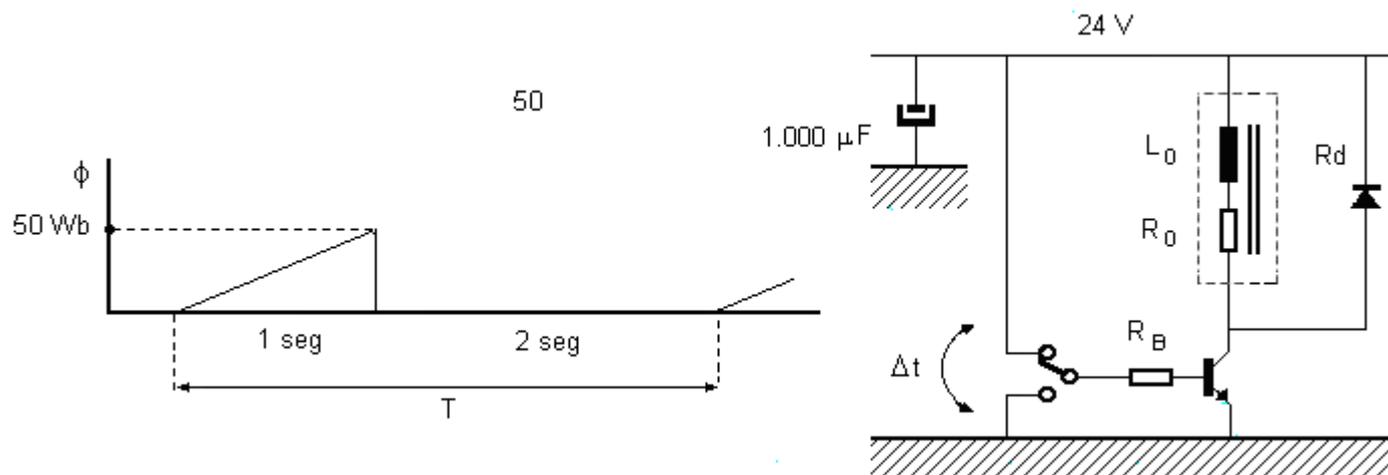
$$L_0 = 1,6 \text{ H}$$

$$R_0 = 0,4 \Omega$$

$$V_{CESAT} = 0,2 \text{ V}$$

$$30 < \beta < 120$$

$$0,1 \Omega < R_d < 1 \Omega$$



Se pide hallar las magnitudes con sus correspondientes unidades de:

- El error de velocidad del flujo ϕ
- La sobretensión de Faraday que protegerá el diodo
- La corriente pico que debe soportar el diodo
- La potencia estimada que debe soportar el transistor
- La energía magnética máxima estimada
- R_B

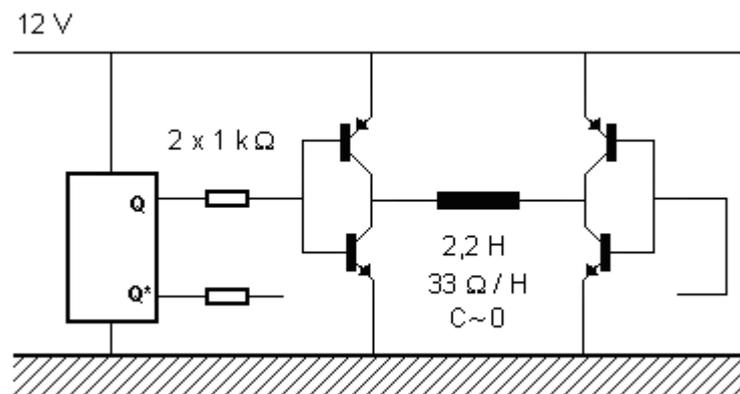
Solución

- a) $e_V \sim (T/3) / \tau = (T/3) / (L_o / R_o) = 25 \%$
b) $V_x = L_o \cdot \Delta I_{L_o} / \Delta t = L_o \cdot I_{L_{om\acute{a}x}} / \Delta t = 50 \text{ V}$
c) $I_{pico} = I_{L_{om\acute{a}x}} = \phi_{m\acute{a}x} / L_o = 50 \text{ Wb} / 1,6 \text{ H} = 31,2 \text{ A} \rightarrow$ No importa la R_d que se tenga
d) $P_{TBJ} \sim I_{L_{omed}} V_{CESAT} \cdot 1/3 = (I_{L_{om\acute{a}x}} / 2) V_{CESAT} \cdot 1/3 = 1 \text{ W}$
e) $E_{m\acute{a}x} = L_o I_{L_{om\acute{a}x}}^2 = 1557 \text{ J}$
f) $(V_{CC} - 0,6) / I_{BS} = \beta_{m\acute{in}} (V_{CC} - 0,6) / I_{CS} = 224 \Omega > R_B = 100 \Omega$ (adoptado)

Ejercicio 3

El siguiente relay es conmutado cada 1 segundo con una transición de 10 ms. Se pide:

- a) Hallar la sobretensión que genera en las transiciones
b) ¿Qué haría para proteger a los transistores?
c) Graficar el flujo en el mismo mostrando si es o no una rampa



Solución

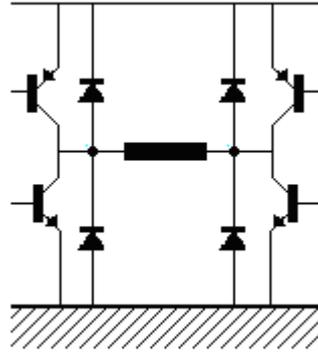
- a) Podemos hallar la resistencia del bobinado y la corriente de saturación por cada transistor

$$R = 33 \Omega/H \cdot 2,2 \text{ H} = 72,6 \Omega$$
$$I_{CS} = V_{CC} / R = 12 / 72,6 = 165 \text{ mA}$$

y con ello la sobretensión que se produce en el corte si no tuviera capacitancia C distribuída

$$\Delta V = L \cdot I_{CS} / \Delta t = 2,2 \cdot 165 / 10 = 36,3 \text{ V}$$

- b) Se podrían por ejemplo poner dos diodos limitadores como se muestra en la figura

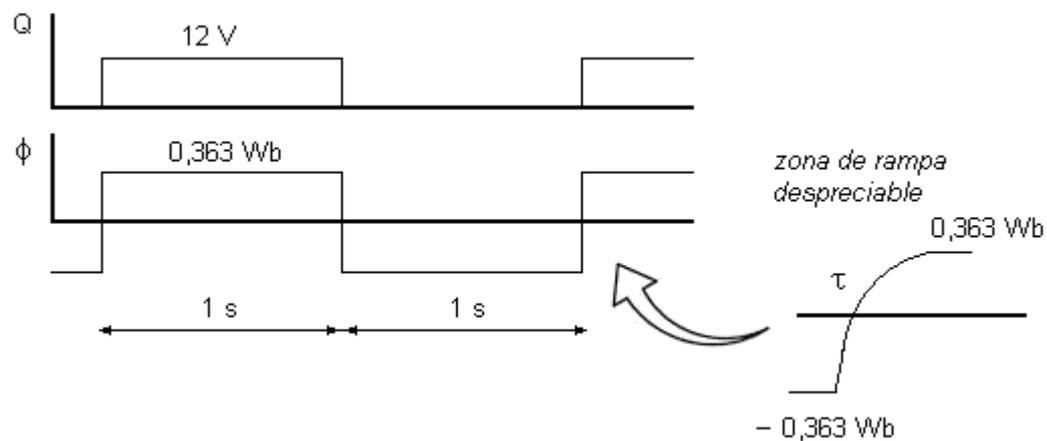


c) Hallamos la constante de tiempo del relay

$$\tau = L / R = 2,2 / 72,6 = 30 \text{ ms}$$

y como es mucho menor que el período de 1 segundo, entonces la rampa no se notará sino que el flujo se presentará escalonado

$$\phi \sim I_{cs} \cdot L = 165 \cdot 2,2 = 0,363 \text{ Wb}$$



Generadores Diente de Sierra de Tensión

Generalidades

De forma análoga a lo visto para corriente tenemos con la tensión para una red $\tau = RC$

$$v_C(t) \sim V \cdot t / \tau$$

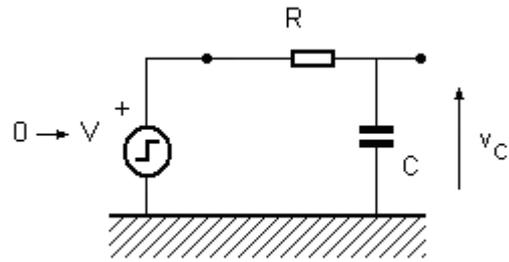
$$u(t) = \partial v_C / \partial t = V (1 - t/\tau) / \tau = V \cdot (1 - e^{-t/\tau})$$

$$e_v(t) = [u(0) - u(t)] / u(0) \sim v_C(t) / V \sim t / \tau$$

tensión en la capacitancia

velocidad (V es la FINAL)

error relativo de velocidad

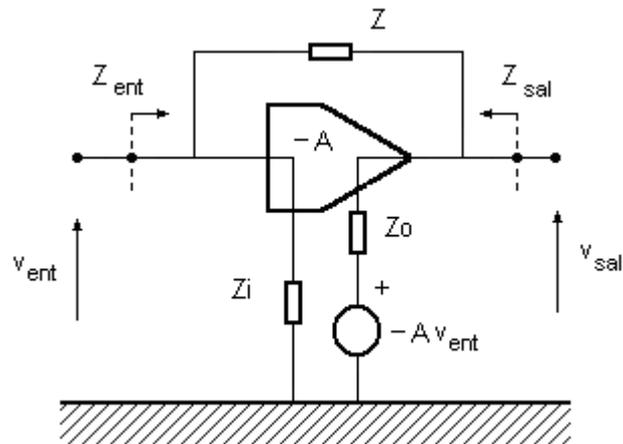


El efecto Miller

Al analizar los circuitos veremos que el llamado “efecto Miller” es importante. Éste consiste en el efecto que produce a la entrada y a la salida una impedancia Z realimentada en un amplificador inversor. Para el caso que nos ocupa la Z es un capacitor que se verá ampliado enormemente. Se puede entonces demostrar con facilidad que sus ecuaciones de comportamiento son las siguientes

$$Z_{ent} = Z (1 + A) \parallel Z_i \sim (Z / A) \parallel Z_i \rightarrow \text{impedancia de carga (no dibujada) despreciable}$$

$$Z_{sal} = Z (1 - A^{-1}) \parallel Z_o \sim Z \parallel Z_o \rightarrow \text{impedancia del generador (no dibujada) despreciable}$$



La respuesta de un AOV

Con respecto a un AOV (Amplificador Operacional de Tensión), éstos pueden ser implementados con entradas diferenciales a TBJ o a JFET. Nos remitiremos a los últimos que son los actuales. Como características típicas tenemos

$$10 \text{ V} < V_{cc} < 36 \text{ V} \rightarrow \text{tensión total de alimentación (se suele usar partida como } \pm 12 \text{ V)}$$

$$Z_i \sim T\Omega + j0 \rightarrow \text{resistencias de entradas en modo común despreciables}$$

$$Z_o \sim 100 \Omega + j0 \rightarrow \text{resistencia de salida despreciable (recordar que su valor para una configuración inversora y operando en su zona lineal es dividida por la ganancia realimentada)}$$

$$A_o \sim 100.000 \rightarrow \text{ganancia de continua por las etapas amplificadoras dentro del AOV (esto determina que para tensiones acotadas en la de la alimentación la entrada diferencial es de unos pocos milivolts, es decir, prácticamente nula)}$$

Bien, ahora por el efecto Miller de las capacitancia C resulta que tendremos un corte $1/A_o\tau$ en muy pocos Hz. Se suma a esto el efecto propio de los cortes internos dominando el polo al que llamamos $1/\tau_o$. El resultado es una respuesta como la siguiente

$$\tau = RC \gg \tau_o$$

$$A \sim A_o / (1 + s\tau_o)$$

$$v_{sal} = -A_o v_{ent}$$

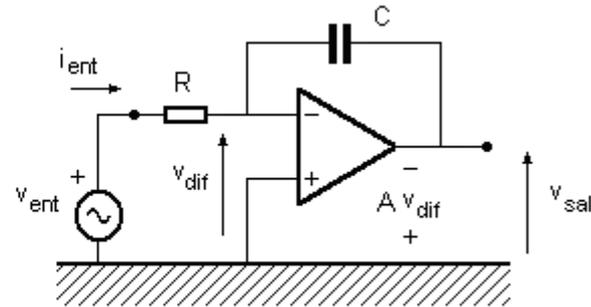
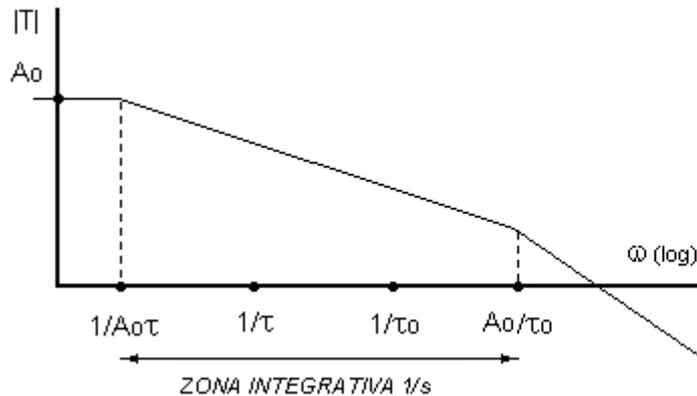
$$i_{ent} = (v_{ent} - v_{dif}) / R = (v_{dif} - v_{sal}) sC$$

$$\Rightarrow T = v_{sal} / v_{ent} = -A_o / (1 + s\tau) (1 + s\tau_o) + sA_o\tau$$

resultando respectivamente para bajas y altas frecuencias

$$T \sim -A_o / (1 + s\tau) + sA_o\tau \sim -A_o / (1 + sA_o\tau)$$

$$T \sim -A_o / (s^2\tau\tau_o) + sA_o\tau \sim -A_o (1/s\tau) / (1 + s\tau_o/A_o)$$



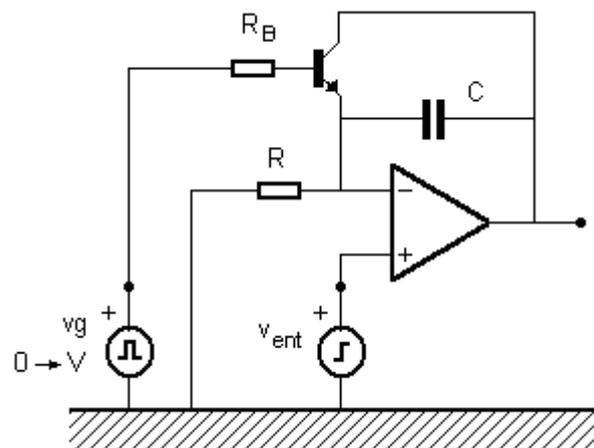
lo que pone en evidencia la zona de -20 dB/déc que será útil para integrar, cubriéndonos por supuesto con un rango de margen de +/- 10 veces las frecuencias de cortes para que la curva coincida con la ascíntota. También se puede mencionar que nunca este circuito podrá integrar muy bajas frecuencias por su impedimento físico circuital —porque τ tendrá un límite dado por la capacitancia y sus pérdidas.

Generador por el efecto Miller

Simplemente aquí sumamos los temas ya estudiados.

Se agregará aquí una configuración no inversora y como novedad un circuito de descarga del condensador. Esto ocurre a corriente constante de colector y para su diseño se podrá pensar que, como el AOV se encuentra en su zona activa y por tanto la salida está dentro de la alimentación, el emisor del TBJ se halla a potencial de v_{ent} . Por tanto

$$I_{BSATmin} = I_{CSAT} / \beta < I_{BSAT} = (V - 0,6 + v_{ent}) / R_B$$



Ahora consideraremos una posible pérdida capacitiva R_2 si la magnitud de C es muy grande. Para este caso las ecuaciones se derivan en las que siguen. Para la carga capacitiva

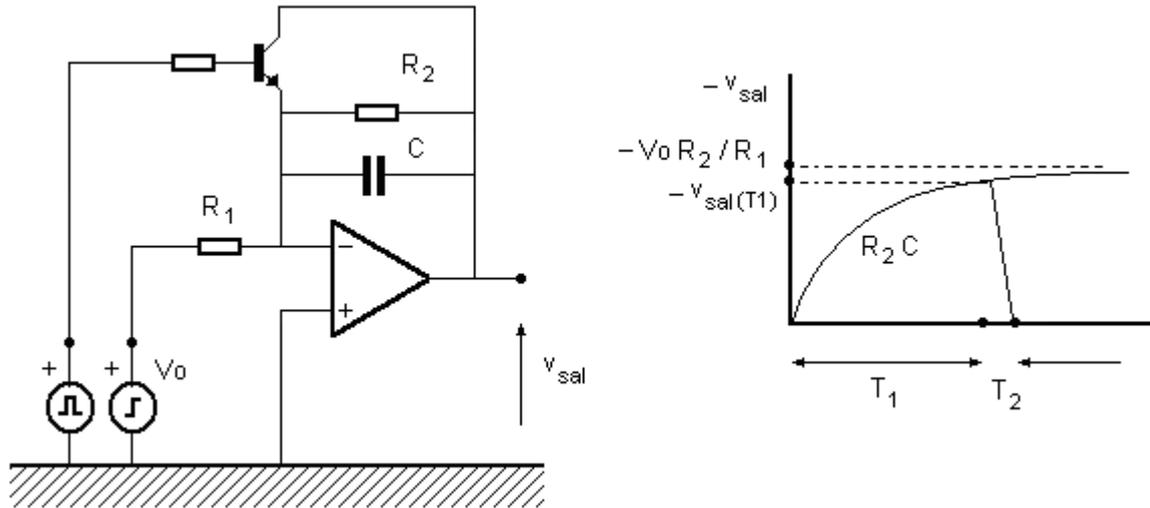
$$A = -R_2 / R_1$$

$$e_v = e_v(t) = v_{final} / v_{inicial} = v_{sal} / A V_o = v_{sal} R_1 / V_o R_2$$

y en la descarga

$$i_c = I_c = C \, v_{sal}(T_1) / T_2$$

Vemos, paralelamente a lo ya explicado, otro enfoque de análisis circuital. Podemos decir entonces también que este comportamiento de disponer una grandísima $V_0 R_2 / R_1$ manifiesta un comportamiento lineal a bajos tiempos.



Seguido, por otra parte, vamos a estudiar el error de velocidad que se produce en los circuitos cuando hay pérdidas significativas R_2 en el condensador. Tenemos entonces

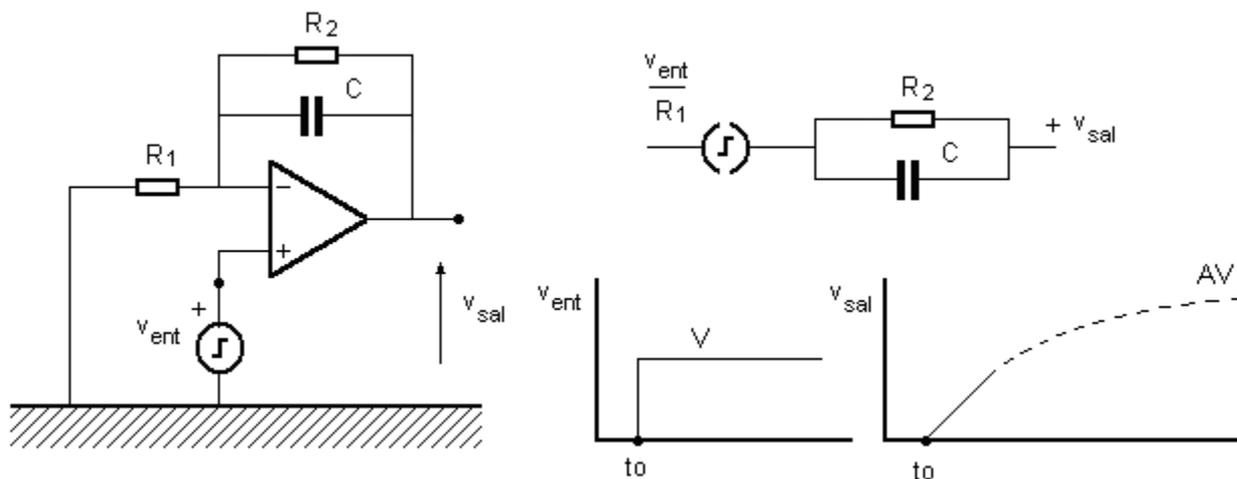
$$A = v_{sal} / v_{ent} = 1 + R_2 / R_1$$

$$\tau = R_2 C$$

$$v_{sal} = AV (1 - e^{-t/\tau})$$

$$v_{sal}(\infty) = AV = V R_1 / (R_1 + R_2) \implies I R_1(\infty) = v_{ent}(\infty) / R_1 = v_{sal}(\infty) / A R_1 = V / R_1 \longrightarrow \text{constante}$$

$$ev = ev(t) \triangleq v_{final} / v_{inicial} = v_{sal} / AV = (v_{sal} / V) R_1 / (R_1 + R_2)$$



Generador por el efecto reforzador “tirabotas”

La siguiente configuración muestra el efecto. Puede ser implementado cómodamente con un seguidor a TBJ o con AOV.

El capacitor C_B de gran magnitud se carga a una tensión V_B constante, prácticamente al valor de la alimentación V_{CC} por medio del diodo y debido a que la salida del amplificador arranca con potencial nulo de masa. Luego no se descargará durante las transiciones por diseñárselo de gran porte, y también ayudado por el diodo que queda en inversa, así que lo podemos pensar como una fuente de alimentación extra. Para su diseño, y como luego demostraremos que $A=1$ por tratarse de un seguidor, una ecuación posible para diseñarlo es considerándolo que con efectividad trabaja en paralelo con R_1

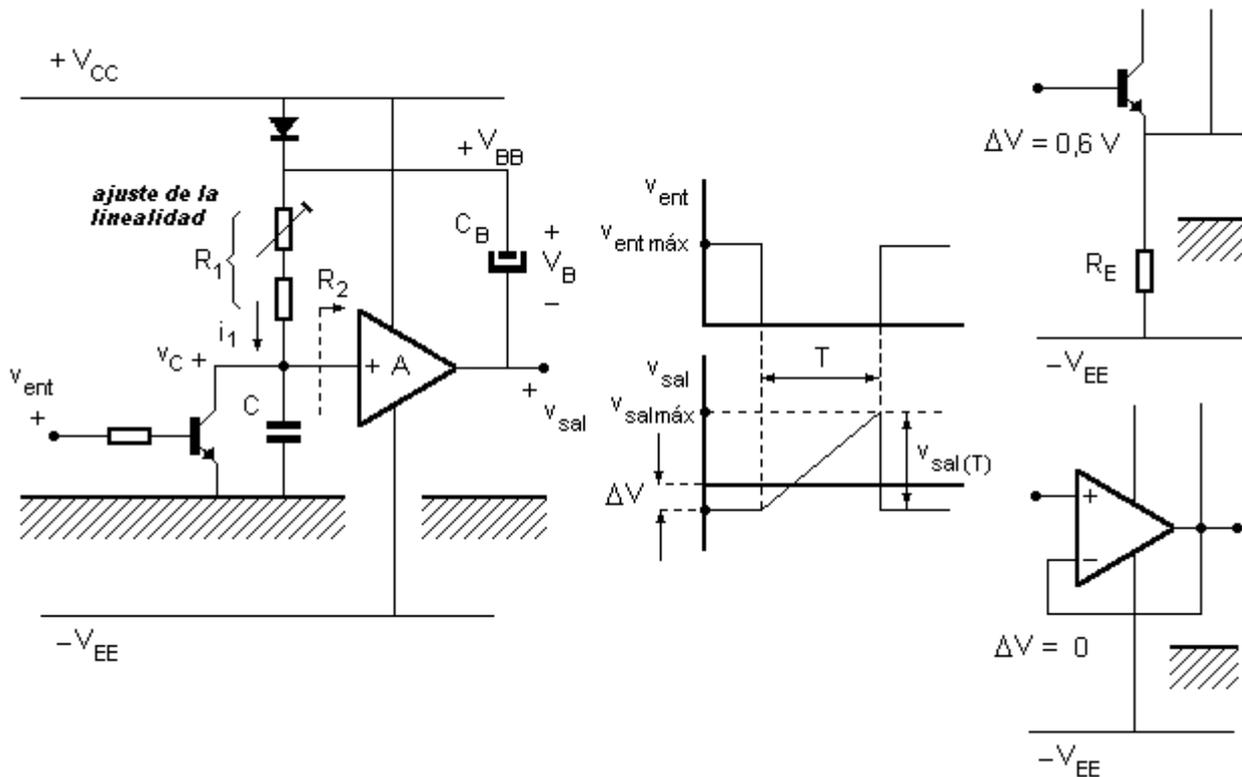
$$R_1 C_B \gg T$$

Si planteamos Thevenin (v_T y R_T) y desarrollamos resulta

$$v_T = (v_{sal} + V_B) R_2 / (R_1 + R_2)$$

$$R_T = R_1 // R_2$$

$$i_1 = (v_T - v_c) / R_T = v_c (A/R_1 - 1/R_T) + V_B / R_1$$



y como deseamos una corriente constante $i_1(t)$ podemos plantear

$$v_{R1} = V_{BB} - v_c = V_{BB} - (V_{BB} - V_B) / A = V_{BB} (1 - 1/A) + V_B/A$$

y si adoptamos

$$A \stackrel{\Delta}{=} 1 \Rightarrow v_{R1} = V_{R1} = V_B/A = V_B$$

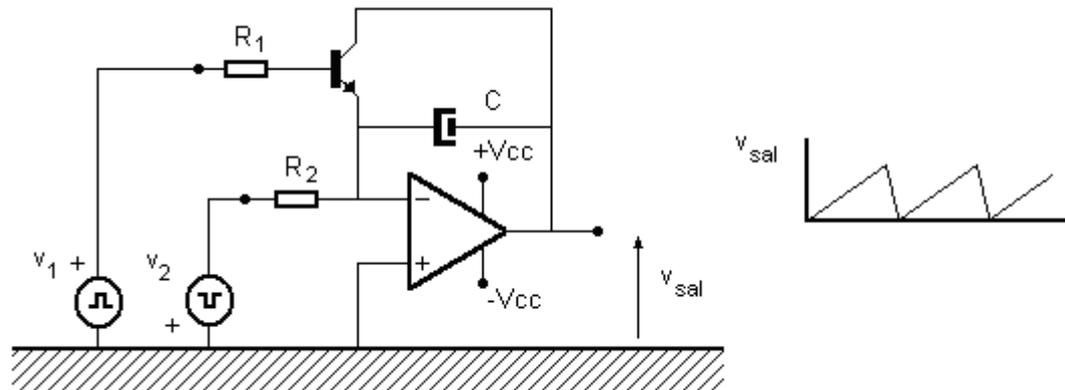
podemos observar que v_{R2} se hace constante de igual magnitud V_B que la del condensador *tirabotas* y por lo tanto lo que nos interesa

$$i_1 = I_1 = V_B/R_1 \sim V_{CC}/R_1 \rightarrow \text{constante}$$

Ejercicio 1

El siguiente conformador diente de sierra posee un AOV con JFET de características $\pm V_{CC} = 12\text{ V}$, $A_o = 10^5$, $\tau_o = 30\text{ ms}$, $R_2 = 10\text{ k}\Omega$, $C = 22\text{ }\mu\text{F}$ con unas pérdidas estimadas en $R_x = 1\text{ M}\Omega$. Se piden dos cosas:

- 1º) Hallar el máximo período posible con un error del 5 %
- 2º) Si v_1 llega a 10 V determinar una R_1 posible que permita un tiempo de descarga no mayor del 10 % que el de la carga



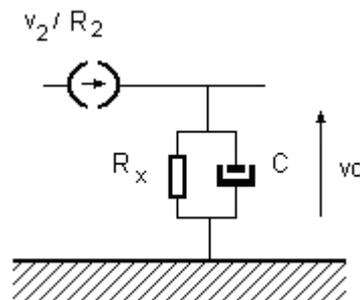
Solución

1º) Hallamos la constante de tiempo en la rampa

$$\tau = R_x C = 1 \cdot 22 = 22\text{ s}$$

por lo que determinará un período de **ascenso T2** (debido a que la tensión diferencial es prácticamente nula, v_2/R_2 será una corriente constante que irá cargando al condensador)

$$e_{V(T_2)} \sim T_2 / \tau \implies T_2 = e_{V(T_2)} \cdot \tau = 0,05 \cdot 22 \sim 1,1\text{ s}$$



2º) Podríamos plantear la tensión a la que se cargaría el condensador en el ascenso (adoptamos V_{CC}), por ejemplo aplicando Thévenin al circuito precedente; entonces

$$v_{C(T_2)} \stackrel{\Delta}{=} V_{CC} = \left[\frac{V_2}{R_2} R_x \right] \cdot (1 - e^{-T_2/\tau})$$

$$\implies V_2 = \left[\frac{V_{CC}}{1 - e^{-T_2/\tau}} \right] \cdot \frac{R_2}{R_x} = \left[\frac{12}{1 - e^{-1,1/22}} \right] \cdot \frac{10\text{ k}\Omega}{1\text{ M}\Omega} = 2,46\text{ V}$$

Seguido encontramos el tiempo máximo de **descenso T1**

$$T_1 = 0,1 T_2 = 0,11\text{ s}$$

luego los requisitos del TBJ en la descarga (descenso) estimando un *mal caso* de magnitud $\beta_{\text{mín}} = 100$

$$v_{C(T2)} \triangleq I_{CS} T1 / C = V_{CC}$$

$$\Rightarrow I_{CS} = V_{CC} C / T1 = 12 \cdot 22 / 0,11 = 2,4 \text{ mA}$$

$$\Rightarrow I_{BSmín} = I_{CS} / \beta_{mín} = 24 \mu\text{A}$$

por lo que adoptamos consolidando la saturación del dispositivo

$$R1_{máx} = (V1 - 0,6) / I_{BSmín} = (10 - 0,6) / 24 = 391 \text{ k}\Omega$$

$$\Rightarrow R1 = 47 \text{ k}\Omega$$

Multivibradores

El nombre “multivibradores” viene de “multi-vibrar”; o sea, de aquellas señales que poseen continua y muchas armónicas impares conformando ondas rectangulares como sabemos por Fourier.

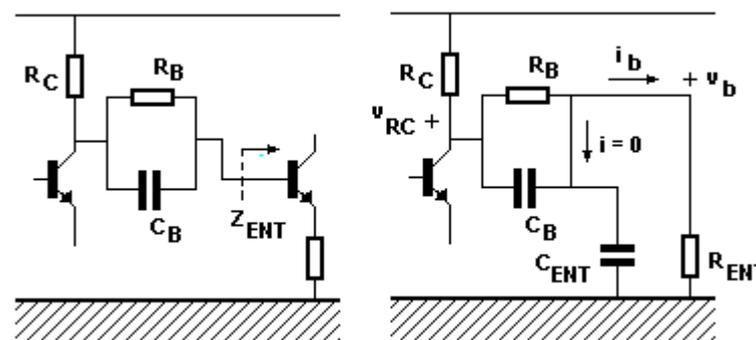
Existen cuatro tipos:

- Schmitt-trigger \rightarrow Circuito de disparo comparador y amplificador realimentado positivamente de alta ganancia
- Biestable \rightarrow Circuito de 2 estados estables. Éste da origen a los Flip-flops (FF) **Activados por Nivel**, más precisamente al RS y que, a su vez, origina los **FF Maestro-Escavos** restantes: tipo JK, tipo T y tipo D)
- Monoestable \rightarrow Circuito de 1 estado estable (es un temporizador, reloj o timer)
- Astable \rightarrow Circuito de 0 estado estable o inestable (es un oscilador de relajación)

GENERALIDADES

Cuando una etapa excita a la siguiente, tomando en este ejemplo a un TBJ, se suele incorporar un pequeño condensador acelerador C_B de los flancos. Su criterio de diseño es dando equilibrio al puente resultante —aunque siempre lo mejor será experimentarlo en cada oportunidad. Así, tenemos entonces

$$R_B / sC_{ENT} = R_{ENT} / sC_B$$



por lo que

$$C_B = C_{ENT} R_{ENT} / R_B$$

$v_b = v_{RC} / (1 + R_B/R_{ENT}) \rightarrow$ la v_b sigue a la v_{RC} sin deformación temporal

SCHMITT-TRIGGER

Generalidades

Inventado por el estadounidense ingeniero y biofísico Otto Herbert Schmitt (1913-1998), que también creó el seguidor catódico, el amplificador diferencial y el amplificador estabilizado por *choppeo*, consiste en un amplificador fuertemente realimentado positivamente de tal manera que su salida, obviamente, sólo puede permanecer en un estado: el de la alimentación o bien el de masa. Cuando se lo excita cambiará forzosamente de su reposo pero luego, al transcurrir la señal, volverá inmediatamente a su estado original.

Tiene la propiedad de no poseer un mismo camino en su salida de vuelcos, llamándose a esta actitud "reacia al cambio" como *histéresis* haciendo siempre el "buen uso" que ha caracterizado a los vocablos del sentido común de la electrónica.

En la actualidad al circuito Schmitt-trigger no se lo considera dentro de los circuitos Multivibradores... Si esto lo supiera Otto creo que se enfadaría...

Con TBJ

La siguiente es una posible implementación. Se llama a este circuito "Schmitt-trigger acoplado por emisores". Se ha de diseñar a Q1 cortado y a Q2 saturado —es decir en reposo. Cuando el segundo satura las ecuaciones del circuito son

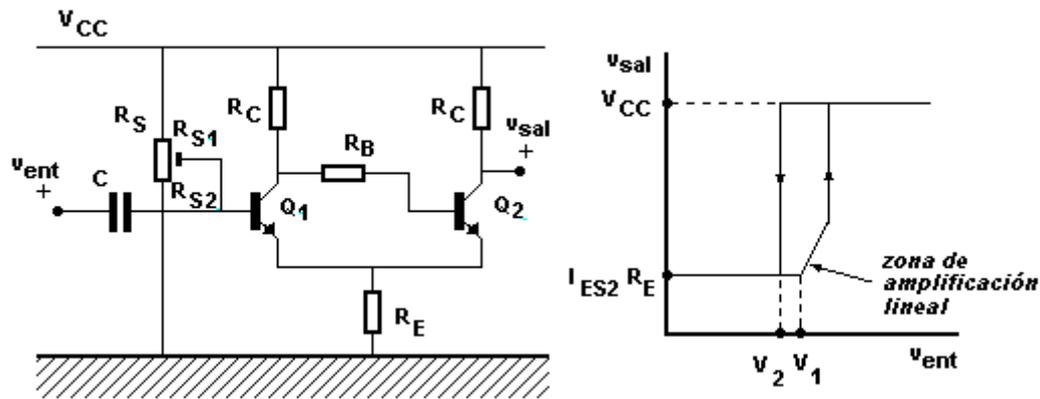
$$R_B \gg R_C$$

$$I_{ES2} \sim I_{CS2} \sim V_{CC} / (R_C + R_E)$$

$$I_{BS2} \sim (V_{CC} - 0,6 - I_{ES2} R_E) / R_B = [V_{CC} R_C - 0,6 (R_C + R_E)] / R_B (R_C + R_E)$$

$$v_{sal} = I_{ES2} R_E \sim V_{CC} / (1 + R_C/R_E)$$

$$V_1 = I_{ES2} R_E + 0,6$$



mientras que al cortarse se garantizará la saturación de Q1. Así, si aplicamos Thevenin

$$k_1 = R_{S2} / (R_{S1} + R_{S2})$$

$$k_2 = R_E / (R_C + R_E)$$

$$R_{SS} = R_{S1} // R_{S2} = k_1 R_{S1}$$

$$R_{EE} = R_C // R_E = k_2 R_C$$

$$I_{BS1} = (k_1 V_{CC} - k_2 V_{CC} - 0,6) / (R_{SS} + R_{EE})$$

$$I_{CS1} = (V_{CC} - I_{BS1} R_E) / (R_C + R_E)$$

$$V_2 = I_{ES1} R_E + 0,6 = (I_{CS1} + I_{BS1}) R_E + 0,6$$

que podemos simplificar con la adopción

$$I_{BS1} = I_{CS1} / \beta$$

$$V_2 \sim I_{CS1} R_E + 0,6$$

Con AOV

Existen dos variantes: la inversora y la no-inversora.

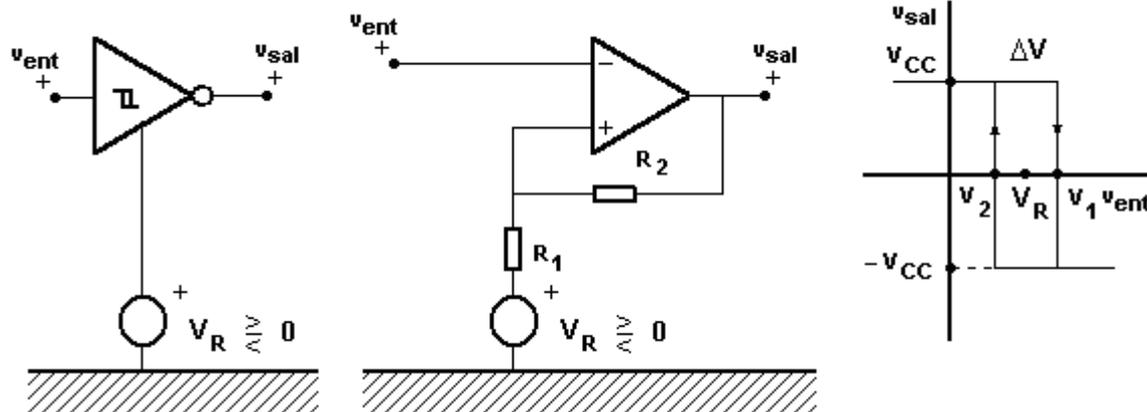
Conforme a la configuración **inversora** y según vemos en las ecuaciones siguientes, puede cómodamente diseñarse la histéresis ΔV

$$k = R_1 / (R_1 + R_2)$$

$$V_1 = k (V_{CC} - V_R) + V_R = V_R + (\Delta V / 2)$$

$$V_2 = -k (V_{CC} - V_R) + V_R = V_R - (\Delta V / 2)$$

$$\Delta V = V_1 - V_2 = 2 k V_{CC}$$



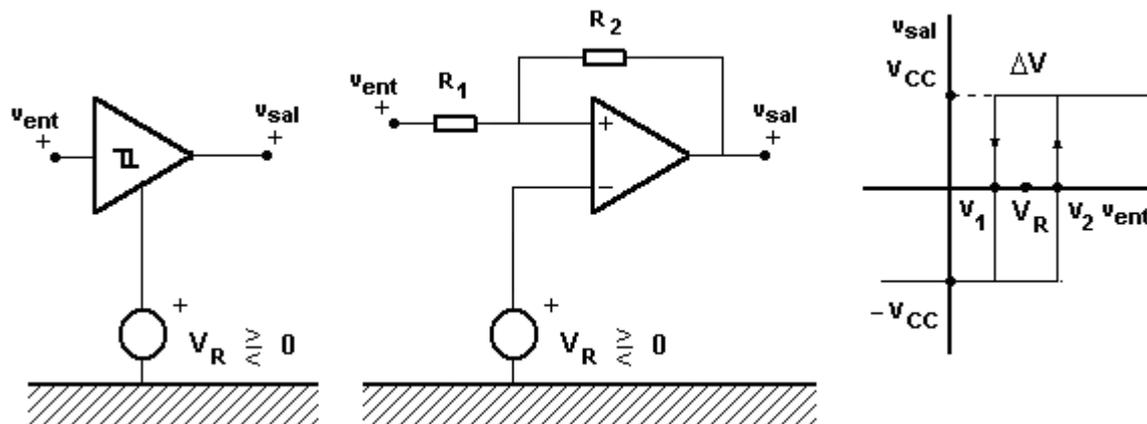
Ahora para la **no-inversora** llegamos a una ecuación similar

$$k = R_1 / R_2$$

$$V_1 = V_R - (\Delta V / 2)$$

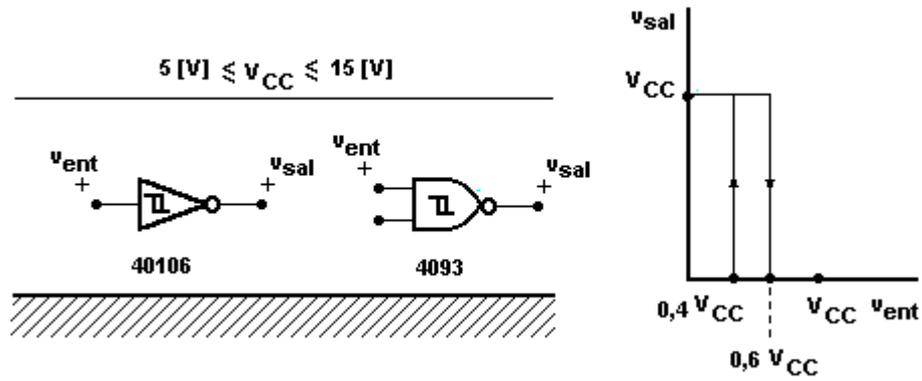
$$V_2 = V_R + (\Delta V / 2)$$

$$\Delta V = V_2 - V_1 = 2 k V_{CC}$$



Con C-MOS

Estos multivibradores ya se encuentran diseñados en chips y listos para trabajar con alimentaciones positivas. Presentan una característica como la de la figura.



BIESTABLE

Generalidades

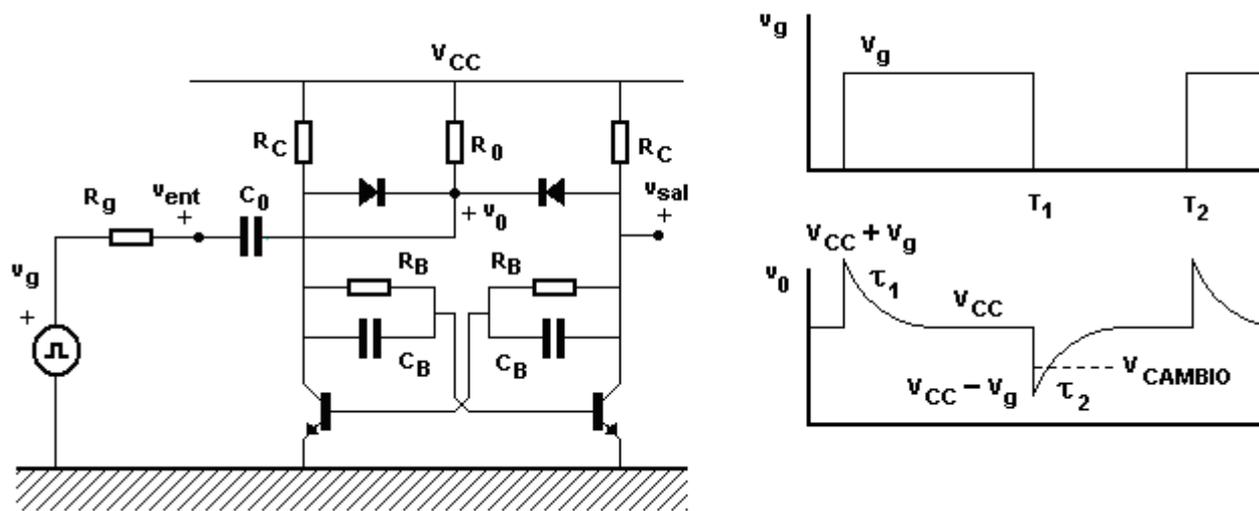
Se denomina así a este multivibrador por tener 2 estados estables; es decir, que cuando se conmuta a uno de los componentes activos se retiene el estado, pudiéndose luego revertir el mismo. Se trata de una especie de doble amplificador realimentado positivamente —por eso se piensa que al igual que el Schmitt-trigger pertenece éste a la línea de los Multivibradores.

Es el circuito fundamental y generatriz de todos los Flip-Flop M-E (maestro-esclavo) como lo son: el RS, JK, T y D. Por esto al ser excitado simétricamente también se lo denomina como *RS* por sus dos entradas: una para *resetearlo* (ponerlo a 0) y otra *setearlo* (ponerlo de nuevo a 1). Cuando se lo utiliza con excitación asincrónica responde al funcionamiento del Flip-Flop T.

Como a todo Multivibrador, se lo diseñará en estado de saturación a cada dispositivo. Por ser un circuito simétrico por excelencia, no es previsible cuál elemento activo irá primero a la conducción dejando cortado al otro. Se puede prever esto con una entrada de *seteo* o bien de *reseteo*.

Con TBJ

Una implementación sincrónica típica (como Flip-Flop T) la vemos en la figura siguiente. Los pequeños condensadores C_B en las resistencias de base son necesarios, no como aceleradores de flancos, sino para colaborar con la transición de estado con la ayuda de sus cargas cortando al que se encuentra saturado. De omitirse los mismos el circuito no será previsible en el logro de sus cambios.



Las ecuaciones de comportamiento que definen su estado, como se dijo, se la hallará en condiciones de saturación de uno de ellos presuponiendo que el otro se halla cortado (se puede usar el $\beta_{\text{mín}}$ estimado de 100 para cualquier TBJ actual)

$$R_B < (V_{CC} - 0,6) / I_{BS} = \beta (V_{CC} - 0,6) / I_{CS}$$

$$I_{CS} = V_{CC} / R_C$$

Para calcular el circuito denominado "director" de disparo, se suele no afectar los cálculos haciendo (condición no necesaria)

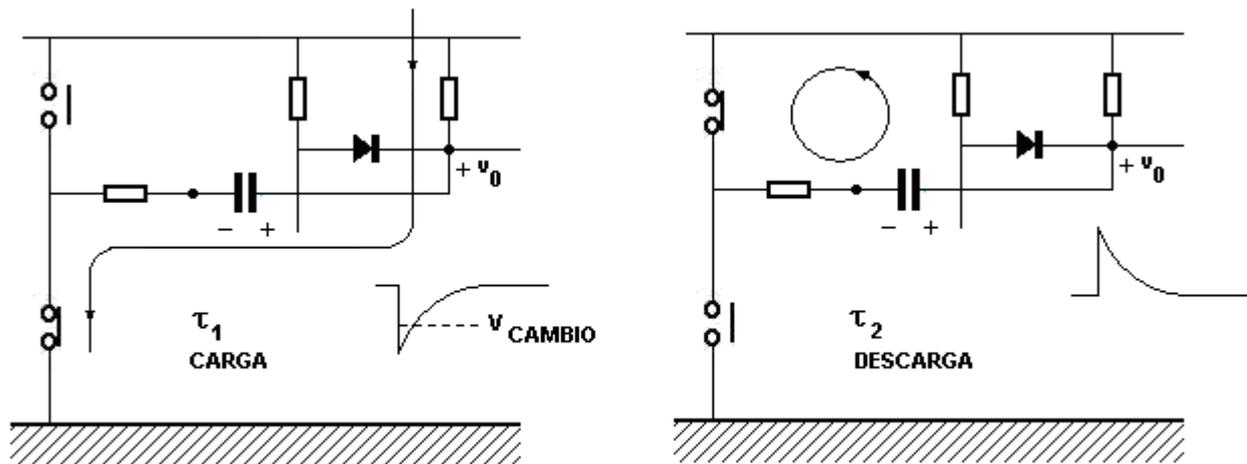
$$R_g \ll R_0 \gg R_C$$

lo que determinará una diferenciación del pulso de entrada que sea capaz en **amplitud** y en **tiempo** de cortar al que está saturado conmutando finalmente al par de dispositivos

$$\tau_1 = C_0 (R_g + R_0) \sim C_0 R_0 \longrightarrow \text{carga del condensador}$$

$$\tau_2 = C_0 (R_g + R_C // R_0) \sim C_0 (R_g + R_C) \longrightarrow \text{descarga del condensador}$$

$$V_g \sim V_{CC} \longrightarrow \text{típico}$$



Fíjese que si V_g si es igual a V_{CC} , que es lo más lógico si es una señal que proviene de otro Multivibrador previo, entonces se está definiendo con seguridad una $V_{CE} = 0$ al que está cortado; es como forzarlo a que sature con una V_{CES} . Luego esta fuerza de impulso eléctrico, asimétrica por cierto, deberá vencer otros dos escollos más; por un lado, el flanco de descarga τ_2 en que se realiza el cambio de estado no deberá superponerse al flanco siguiente (recuerde que a 3τ una exponencial prácticamente está realizada)

$$3 \tau_2 < T_2 - T_1$$

y en segundo lugar, si la velocidad es muy alta y lo justifica, poder superar la capacitancia Miller que aparecerá a la entrada del TBJ que va a pasar por su zona activa. Esto lo podemos aproximar de la siguiente manera para no complicarnos

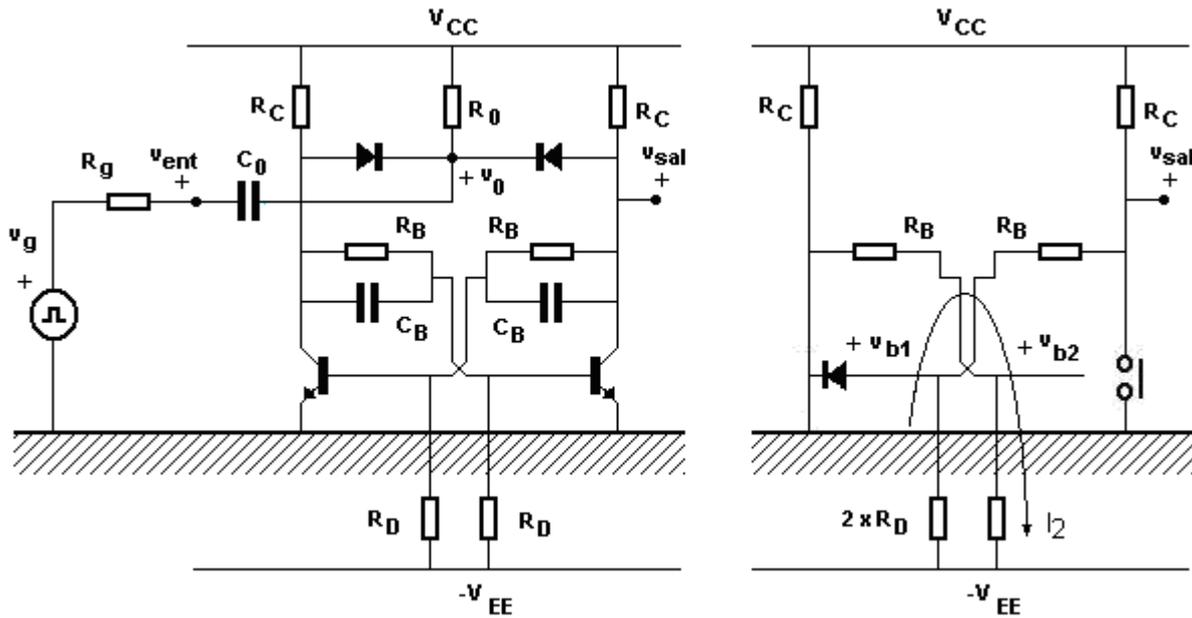
$$C_0 \gg C_{bc} \text{ gm } R_C$$

aunque lo mejor para determinar C_0 es su experimentación, al igual que los de las bases C_B (aproximadamente entre 1 y 10 nF).

Con el fin de enmascarar ruidos impulsivos interferentes (agregándose a ello el caso de los antiguos TBJ de germanio por la gran V_{CES} que tenían), se suele incorporar la modificación que se presenta en el circuito. Aquí una tensión negativa de seguridad polarizará al corte al dispositivo

$$v_{b1} = 0,6 \text{ V}$$

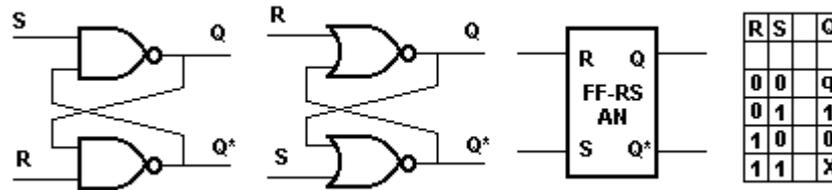
$$v_{b2} = -I_2 R_B = -V_{EE} R_B / (R_D + R_B)$$



Con C-MOS

El circuito es similar al anterior, posee su unidad básica (con compuertas NAND o NOR) conforme se dibuja a continuación y que, como actúa por "niveles" de amplitud (0-1) recibe el nombre de *Flip-Flop RS activado por nivel* (FF-RS-AN). Cuando no es así se especifica este detalle y se sobreentenderá que es del tipo *Flip-Flop RS maestro-esclavo* (FF-RS-ME). Las ecuaciones y tabla de funcionamiento del primero y que es el que presentamos son

$$Q = S + q R^*$$



donde "q" identifica al estado anterior de "Q", y la "x" un estado no existente.

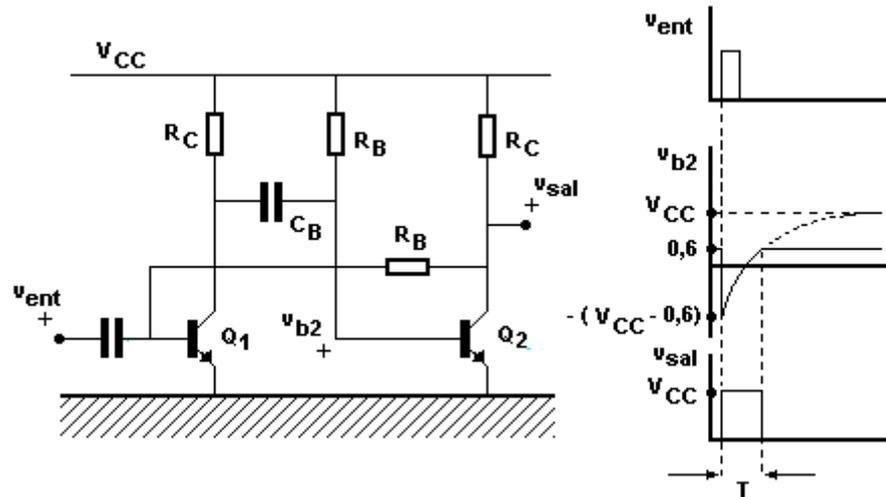
MONOESTABLE

Generalidades

Teniendo 1 solo estado estable, conmuta por un período de tiempo que denominamos T y, por consiguiente, es simplemente un circuito temporizador.

Con TBJ

La siguiente implementación responde a un "Monoestable acoplado por colector". Aquí en reposo Q_1 se encuentra cortado y Q_2 saturado. Cuando se dispara y se satura por un momento al primero la carga previa del condensador de base C_B llevará al corte al segundo hasta que casi se descargue y, precisamente ese tiempo, es el T del Monoestable.



Las ecuaciones prácticas de comportamiento para este diseño son: al estar en reposo

$$R_B \gg R_C$$

$$I_{CS} = V_{CC} / R_C$$

$$I_{BS} = (V_{CC} - 0,6) / R_B$$

y cuando se corta Q_2

$$v_{b2} = -(V_{CC} - 0,6) + (2V_{CC} - 0,6) (1 + e^{-t/R_B C_B})$$

implicando en la transición

$$0,6 = -(V_{CC} - 0,6) + (2V_{CC} - 0,6) (1 + e^{-T/R_B C_B})$$

por lo que resulta

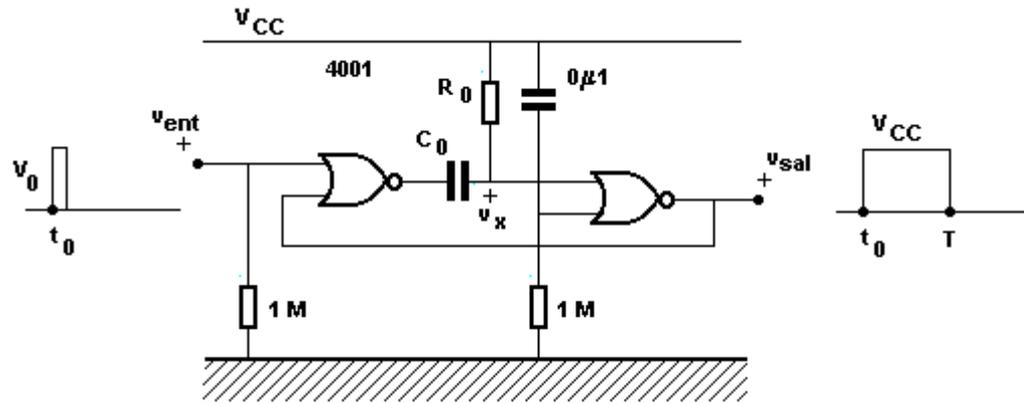
$$T = C_B R_B \cdot \ln [(2V_{CC} - 0,6) / (V_{CC} - 0,6)] \sim 0,7 C_B R_B$$

Con C-MOS

Hay circuitos integrados C-MOS ya destinados a tal fin. El siguiente, siendo discreto, muestra un posible temporizador monoestable con sólo medio *chip*. Será, lógicamente, más preciso si se lo implementara con C-MOS del tipo Schmitt-Trigger cambiando las NOR por NAND y la polaridad del disparo. Se ha incorporado un *reset* previo por el capacitor de 100 nF y el resistor de 1 M Ω .

Al disparar el circuito, es decir cuando se logre que la salida de la NOR preexcitadora caiga a cero, el condensador enclavará al corte a la segunda NOR manteniendo dicho estado hasta que, "pretendiendo" el condensador llegar a V_{CC} , en el umbral de conducción de esta segunda NOR ésta conducirá y todo volverá a reposo. La ecuación que manifiesta el período entonces es

$$v_x = V_{CC} (1 - e^{-t/R_0 C_0})$$



por lo que

$$0,7 V_{CC} \sim V_{CC} (1 - e^{-T/RC})$$

$$T \sim RC$$

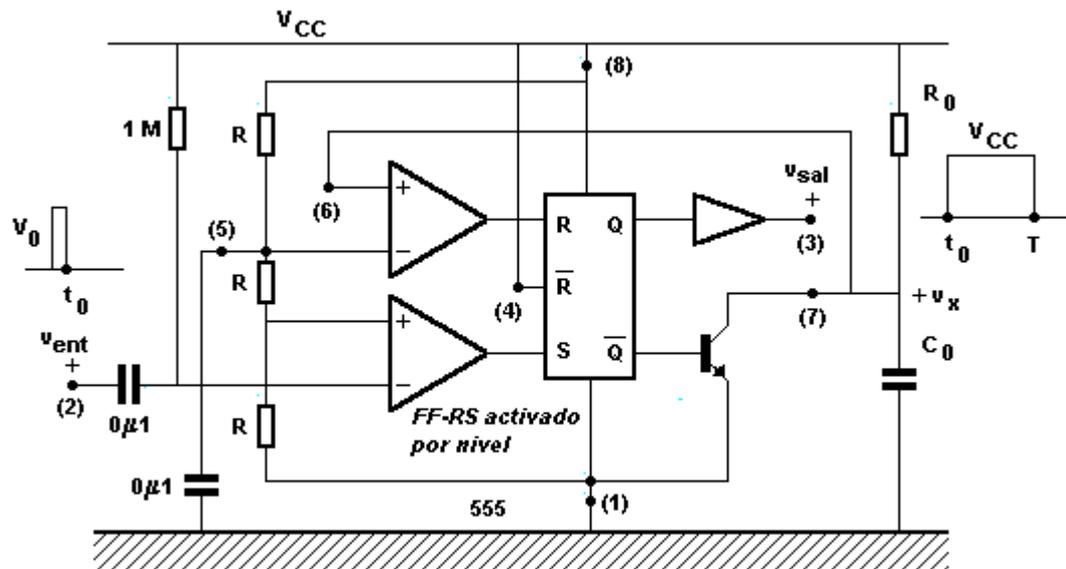
Con el CI 555

El circuito integrado 555 posee una estructura que permite, entre otras, la implementación sencilla y eficiente de un multivibrador Monoestable. Seguidamente dibujamos su circuito. En él la lógica combinacional del Flip-Flop RS activado por nivel determina ante las aperturas de los AOV la carga de C_0 . Luego su autocancela descargándose en forma prácticamente instantánea a corriente constante por el TBJ. Sus ecuaciones de funcionamiento son las siguientes

$$v_x = V_{CC} (1 - e^{-t/R_0C_0})$$

$$2 V_{CC} / 3 = V_{CC} (1 - e^{-T/RC})$$

$$T \sim 1,1 R_0C_0$$



ASTABLE

Generalidades

Siendo su estado inestable, consiste en un oscilador de pulsos. Se lo diseña con dos amplificadores inversores y dos redes, normalmente RC, que harán propicia una relajación temporal.

También puede analizarse su funcionamiento considerándolo como un oscilador armónico, donde la gran realimentación positiva prospera por Nyquist en muchas armónicas conformando los pulsos. Pero normalmente se prefiere el otro análisis que es temporal.

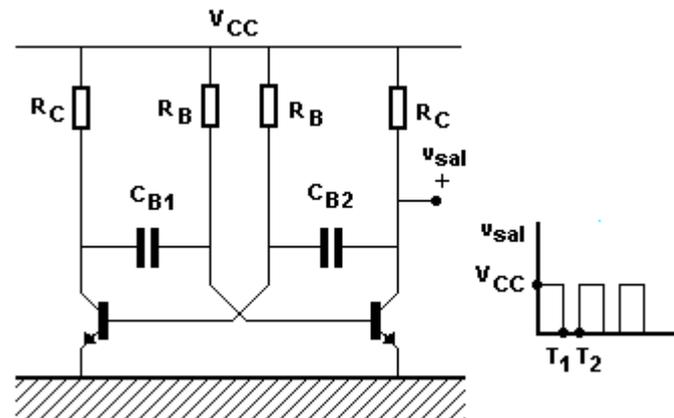
Con TBJ

El circuito muestra un Multivibrador "Astable acoplado por colector" típico. Las gráficas y ecuaciones de funcionamiento son las mismas al Monoestable estudiado precedentemente. Así, para reposo, se diseña

$$R_B \gg R_C$$

$$I_{CS} = V_{CC} / R_C$$

$$I_{BS} = (V_{CC} - 0,6) / R_B$$



y cuando uno se corta

$$v_b = - (V_{CC} - 0,6) + (2V_{CC} - 0,6) (1 + e^{-t/R_C C_B})$$

en la transición

$$0,6 = - (V_{CC} - 0,6) + (2V_{CC} - 0,6) (1 + e^{-T/R_C C_B})$$

por lo que resulta finalmente

$$T_1 = C_{B1} R_B \cdot \ln [(2V_{CC} - 0,6) / (V_{CC} - 0,6)] \sim 0,7 C_{B1} R_B$$

$$T_2 - T_1 = C_{B2} R_B \cdot \ln [(2V_{CC} - 0,6) / (V_{CC} - 0,6)] \sim 0,7 C_{B2} R_B$$

Obviamente el rango de R_B es amplio porque la saturación demanda gran variabilidad de la corriente de base saturante y esto se puede aprovechar para dar un ajuste más preciso a los tiempos que con los condensadores.

Con AOV

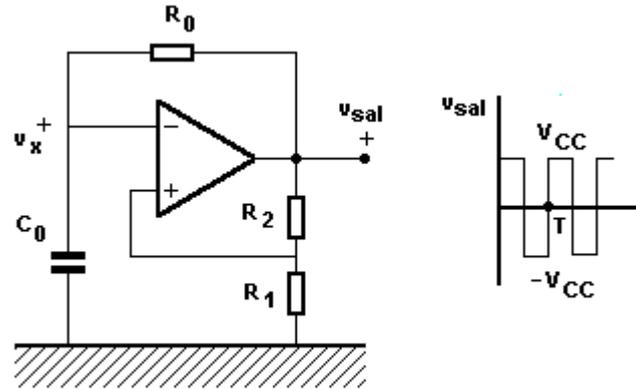
Una sencilla implementación es la de la figura. Consiste en un Schmitt-trigger con referencia V_R nula. El capacitor C_0 en el encendido comienza obviamente descargado y por lo tanto con tensión nula a masa para, seguido, ir cargándose a la tensión de salida del AOV, es decir a $\pm V_{CC}$ según cómo predomine la funcionalidad del AOV; y luego conmuta al llegar a V_1 ó V_2 respectivamente. Su ecuación fundamental es la carga y descarga del condensador

$$v_x = -V_2 + (V_{CC} + V_2) (1 + e^{-t/R_0 C_0})$$

de donde

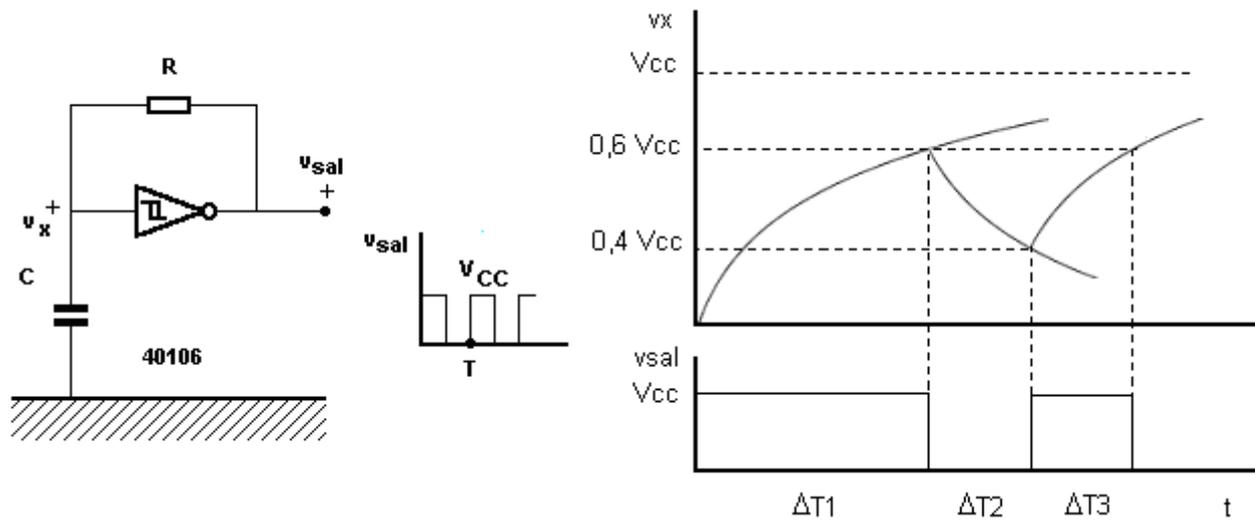
$$V_1 = -V_2 + (V_{CC} + V_2) [1 + e^{-(T/2)/R_0 C_0}]$$

$$T = 2R_0 C_0 \ln [(V_{CC} + V_2) / (V_{CC} - V_1)] = 2R_0 C_0 \ln [(1+k) / (1-k)] = 2R_0 C_0 \ln (2 R_1/R_2 + 1)$$



Con C-MOS

Igual que el circuito con AOV, se aprovecha una compuerta Schmitt-trigger.



Sus ecuaciones de funcionamiento son

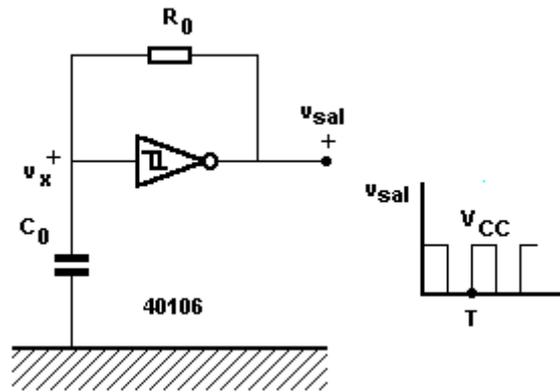
$$v_x(\Delta T_1) = 0,6 V_{cc} \stackrel{\Delta}{=} V_{cc} (1 - e^{-\Delta T_1/R_0 C_0}) \Rightarrow \Delta T_1 = 0,916 RC$$

$$v_x(\Delta T_2) = 0,4 V_{cc} \stackrel{\Delta}{=} 0,6 V_{cc} \cdot e^{-\Delta T_2/R_0 C_0} \Rightarrow \Delta T_2 = 0,405 RC$$

$$v_x(\Delta T_3) = 0,6 V_{cc} \stackrel{\Delta}{=} 0,4 V_{cc} + (V_{cc} - 0,4 V_{cc}) (1 - e^{-\Delta T_3/R_0 C_0}) \Rightarrow \Delta T_3 = 0,405 RC$$

y por tanto la frecuencia

$$f = 1 / (\Delta T_2 + \Delta T_3) = 1,233 / RC$$



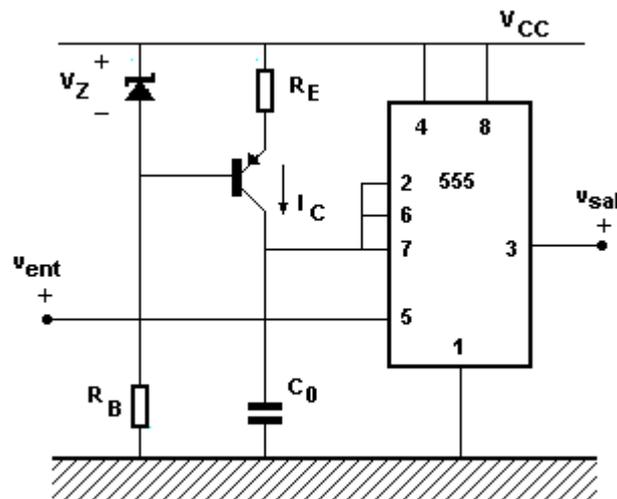
OCV y PCV con el CI 555

Volviendo al circuito integrado 555, éste nos permite controlar su **frecuencia** de trabajo con la configuración astable; de manera análoga podemos hacerlo con el **ancho de sus pulsos**.

Modulador de frecuencia (OCV)

El circuito siguiente representa una posible implementación como Oscilador Controlado por Tensión (OCV). El diodo Zener alimenta al TBJ produciendo una I_C constante y con ello una rampa en C_0 de tensión que descargará rápidamente regenerando el ciclo a ritmo de la continua v_{ent} . Su período está dado por

$$T = [R_E C_0 / 2 (V_Z - 0,6)] v_{ent}$$

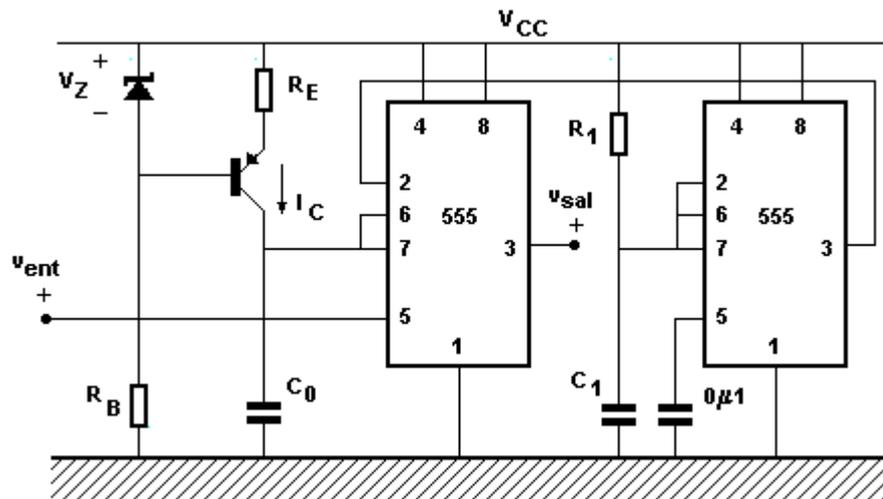


Modulador del ancho del pulso (PCV)

El circuito siguiente representa una posible implementación como Período Controlado por Tensión (PCV). De similar forma que el anterior circuito, el 555 posibilita este funcionamiento. Si llamamos ΔT al ancho del pulso en el período T de oscilación, resultan

$$T = 0,7 R_1 C_2$$

$$\Delta T = [R_E C_0 / 2 (V_Z - 0,6)] v_{ent}$$



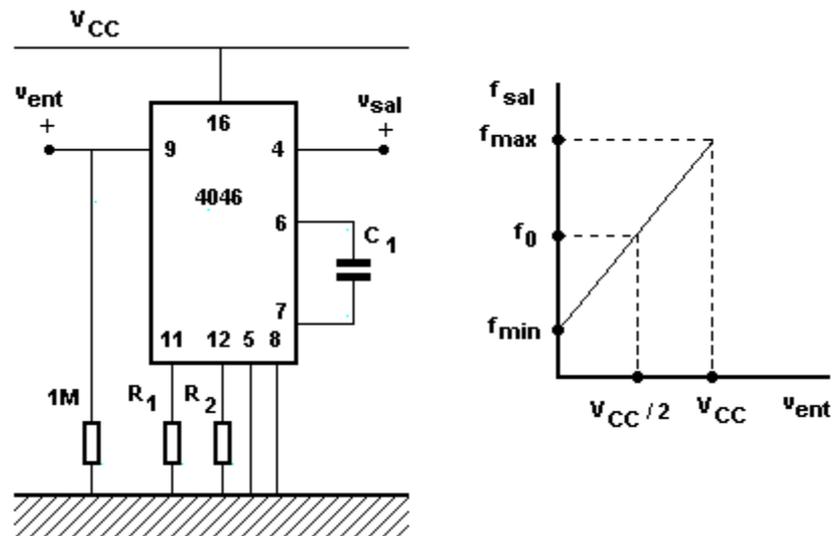
OCV con el 4046

Como todo C-MOS, su alimentación deberá estar comprendida entre 5-15 V para su correcto funcionamiento. Este circuito integrado posee otras propiedades más que como OCV, pero debido a su bajo costo, versatilidad y eficiencia se lo ha utilizado en esta aplicación.

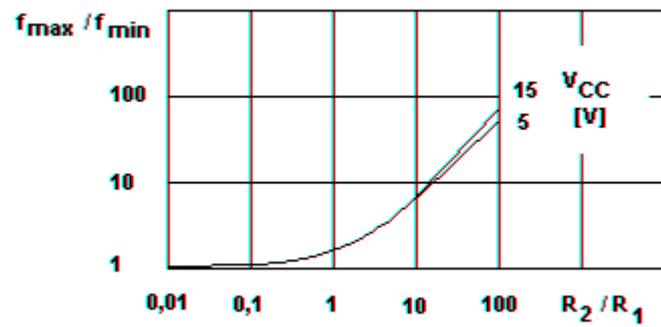
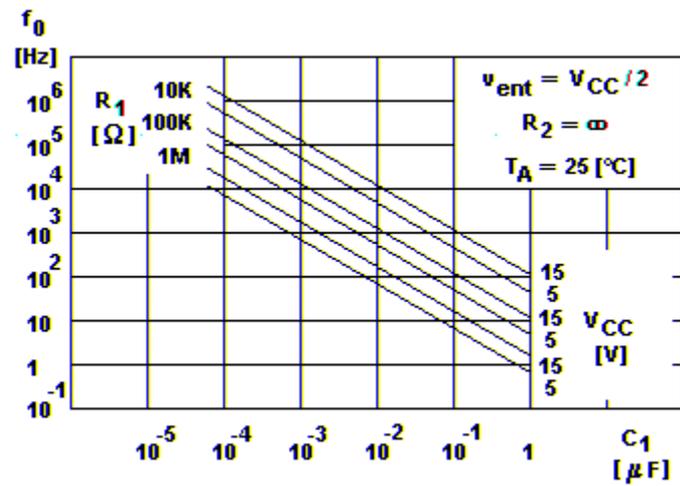
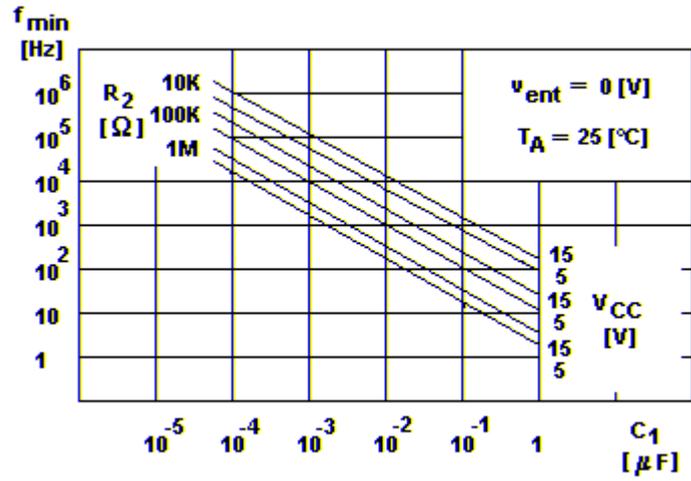
Su ecuación básica como OCV es lineal

$$f_{sal} = f_{min} + 2 (f_0 - f_{min}) \cdot v_{ent} / V_{CC}$$

$$f_0 = (f_{max} + f_{min}) / 2$$

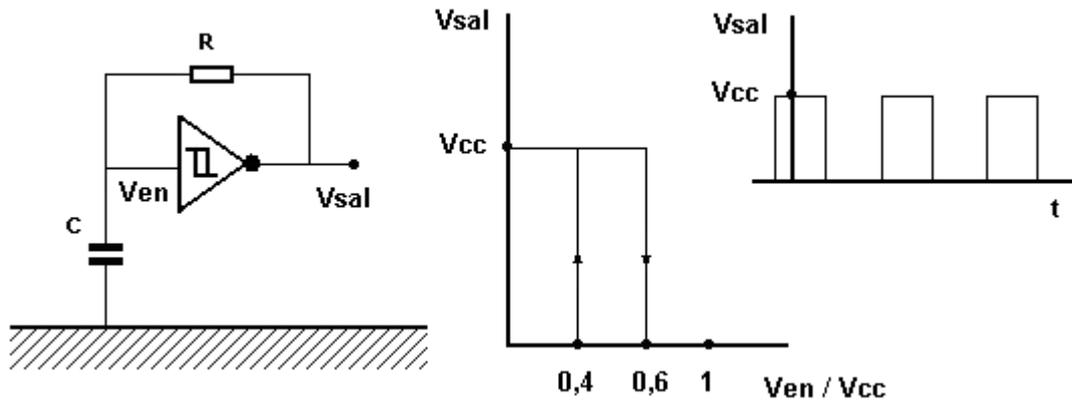


Para su diseño se adjuntan las curvas típicas que ofrece el fabricante. Una primera de *reposo* en f_{min} , otra de *ganancia* a f_0 y una tercera de polarización



Ejercicio 1

El siguiente multivibrador astable ha sido implementado con un integrado CMOS cuya característica de transferencia se dibuja. Pedimos hallar una expresión de la frecuencia de oscilación en función de la constante de tiempo RC.



Solución

Cuando la salida está en V_{cc} corresponde

$$V_{en} = 0,4 V_{cc} + (V_{cc} - 0,4V_{cc}) (1 - \exp -t/RC) > 0,6V_{cc} \Rightarrow T_{off} = RC \ln 1,5$$

Cuando la salida está en $0V$ corresponde

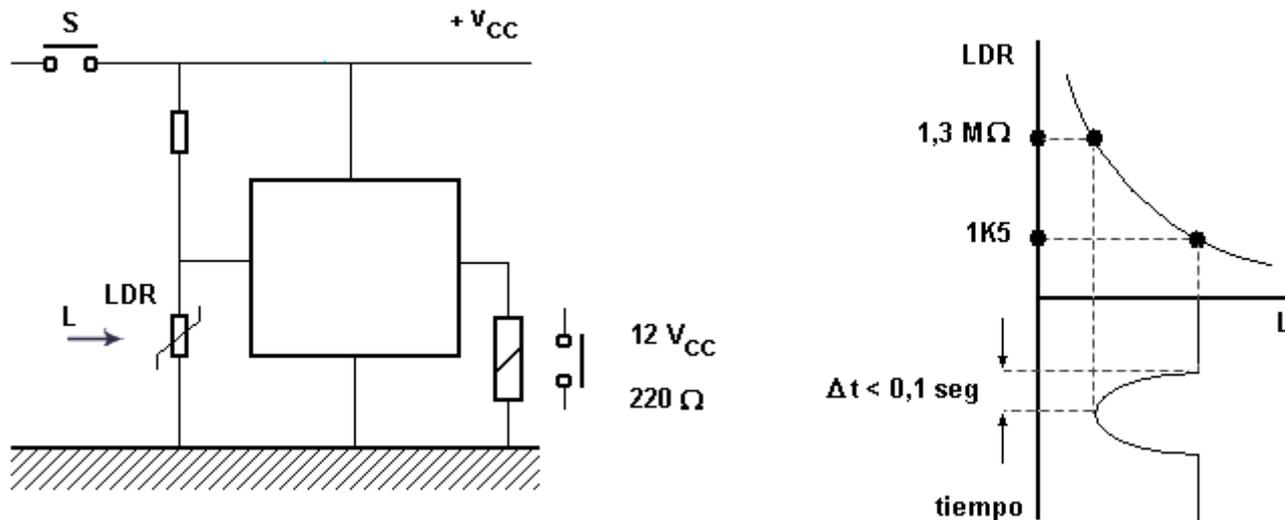
$$V_{en} = 0,6 V_{cc} \cdot \exp -t/RC > 0,4 V_{cc} \Rightarrow T_{on} = RC \ln 1,5$$

Finalmente

$$f = 1 / (T_{on} + T_{off}) = 1 / 2RC \ln 1,5 = 1,233 / RC$$

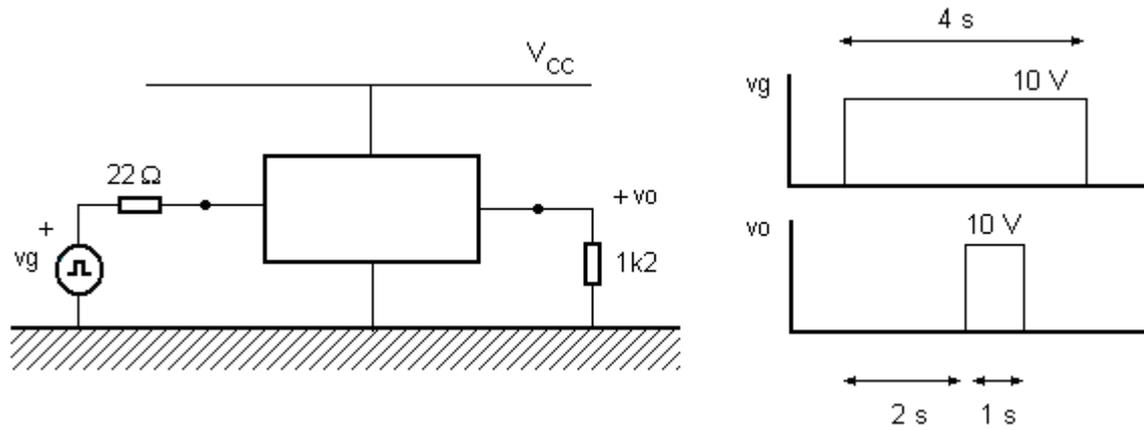
Ejercicio 2

Implementar un circuito que active un relay por 5 segundos a partir de una sombra detectada por un LDR (*Light Dependent Resistor*) como muestra la figura; puede optarse por fuente partida u otras opciones si desea. Tenga la precaución de que el circuito arranque sin activarse con el transitorio de encendido al conectar la llave S.



Ejercicio 3

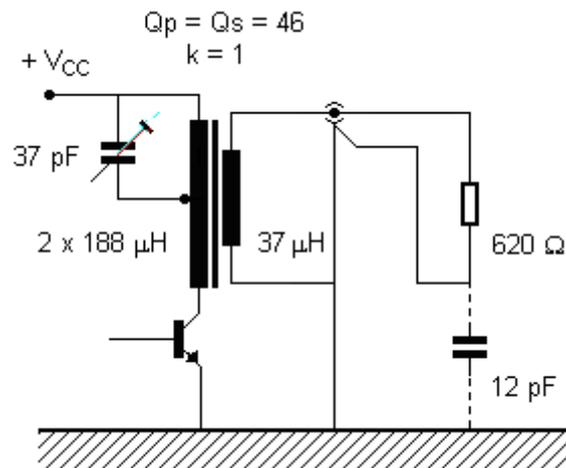
Se sabe que en cierto momento se recibirá un pulso de 10 V y 4 segundos de duración, y se desea tener una salida única con la misma amplitud pero retardada como se muestra en la figura. Se pide implementar un posible circuito discreto con TBJ, CMOS o híbrido tal que lo logre.



Ejercicios sobre Inductores

Ejercicio 1

Hallar el ancho de banda del siguiente circuito



Solución

El capacitor parásito de $12\ \text{pF}$ no se tendrá en cuenta porque no se refleja.

Hallamos la *relación de espiras*

$$n \triangleq N_p / N_s = 2 \times N_1 / N_2 = 2 \times L_1 / L_2 = 2 \times 188\ \mu\text{H} / 37\ \mu\text{H} = 10,2$$

y la resistencia que se refleja en paralelo al condensador

$$R_{ref} = (n^2 620 \Omega) / 2 = 32252 \Omega \longrightarrow \text{Cuidado!... No es } (n/2)^2 620 \Omega = 16126 \Omega$$

entonces

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{L1C} = 1 / \sqrt{188.37} = 12 \text{ Mr/s} \longrightarrow 1,91 \text{ MHz}$$

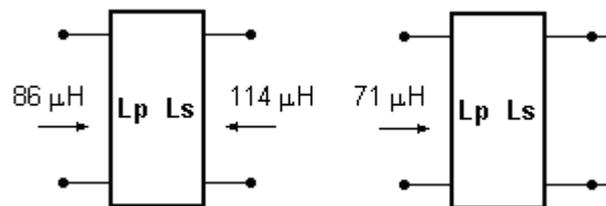
$$Q = (\omega_0 L1 Q_p // R_{ref}) / \omega_0 L1 = (12.188.46 // 32252) / 12.188 = 10,9$$

$$B \sim \omega_0 / Q = 12 / 10,9 = 1,1 \text{ r/s} \longrightarrow 175 \text{ kHz}$$

Ejercicio 2

Al siguiente transformador de RF se lo ha experimentado y hallaron los valores descriptos. Se pide encontrar con ellos:

- inductancia magnetizante
- inductancia mutua o autoinductancia
- coeficiente de acoplamiento total
- coeficiente de acoplamiento del primario
- coeficiente de acoplamiento del secundario
- fuerza contraelectromotriz
- relación de transformación
- relación de espiras



Solución

Conforme a los lineamientos teóricos explicados resultan respectivamente:

$$L_p = L_{enCA} = 86 \mu\text{H} \longrightarrow \text{inductancia magnetizante}$$

$$L_s = L_{salCA} = 114 \mu\text{H}$$

$$M = \sqrt{L_s (L_p - L_{enCC})} = \sqrt{114 (86 - 71)} = 41,3 \mu\text{H} \longrightarrow \text{inductancia mutua o autoinductancia}$$

$$k = M / \sqrt{L_p L_s} = 41,3 / \sqrt{86 \cdot 114} = 0,417 \longrightarrow \text{coeficiente de acoplamiento total}$$

$$k_1 = M / L_p = 41,3 / 86 = 0,48 \longrightarrow \text{coeficiente de acoplamiento del primario}$$

$$k_2 = M / L_s = 41,3 / 114 = 0,362 \longrightarrow \text{coeficiente de acoplamiento del secundario}$$

$$-M = -41,3 \mu\text{H} \longrightarrow \text{fuerza contraelectromotriz}$$

$$a = \sqrt{(L_p / L_s)} = \sqrt{(86 / 114)} = 0,868 \longrightarrow \text{relación de transformación (atenuadora en este caso)}$$

$$n = N_p / N_s \longrightarrow \text{relación de espiras (no se conocerá en este caso)}$$

Para el caso de conocerse la estructura física de los bobinados, como por ejemplo encimados compartiendo el mismo núcleo, resultará posible entonces determinar la *relación de espiras*

$$n \sim a = 0,868 \longrightarrow \text{relación de espiras iguala a la de transformación}$$

Ejercicio 3

Calcular las características para el taller de bobinado de un transformador de alimentación que cumpla los siguientes requisitos: 220V:12V y 30 VA.

Solución

Estimamos la sección del núcleo conforme a la ecuación empírica siguiente

$$S \text{ (m}^2\text{)} \geq 0,00013 \cdot [\text{Potencia aparente total en la carga (VA)}]^{1/2} = 0,00013 \cdot 30^{1/2} = 0,000712 \text{ m}^2 = 7,12 \text{ cm}^2$$

que adoptando una sección cuadrada ($S = a^2$) resulta de la tabla (valores universales y normalizados de laminaciones)

$$\Rightarrow a = 2,86 \text{ cm} \rightarrow S = a^2 = 8,18 \text{ cm}^2 > 7,12 \text{ cm}^2 \rightarrow \text{correcto}$$

$$\Rightarrow \text{N}^\circ \text{ LAMNACIÓN} = 112 \rightarrow \text{adopción}$$

$$\Rightarrow b = 1,43 \text{ cm, } c = 4,3 \text{ cm, } d = 1,43 \text{ cm}$$

$$\Rightarrow l_{Fe} = a + 2b + 2c + 2d = 17,18 \text{ cm (longitud del camino magnético en el hierro con entrehierro } l_A \text{ despreciable)}$$

$$\Rightarrow l_{med} = 4(a + b) = 17,16 \text{ cm}$$

$$\Rightarrow A = b \cdot c = 6,15 \text{ cm}^2 \rightarrow \text{área de ventana}$$

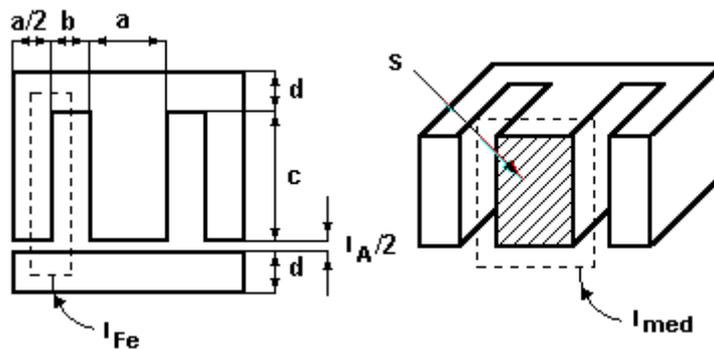


Tabla de N° de chapas y sus dimensiones.											
Chapa N°	a [mm]	b [mm]	c [mm]	d [mm]	l [mm]	l' calculada	CBK	Peso x sección cuadrada (Kg)	Peso de chapas (g)		Geometría de las chapas
									Chapa "E"	Chapa "I"	
14	3.5	3.5	8.75	1.75	14	14	6	0.025	760	240	Peso específico del hierro $P_{eh} = 7.85 \text{ (g/cm}^3\text{)}$ Ventana "A" $l = 2(a+b)$
18	4.8	4.8	11	2.5	19	19.2	13.5	0.065	770	230	
25	12.5	8	20.75	8	41.5	41	36.5	0.110	710	290	
30	33	27	97	17.5	120	120	132	2.320	810	190	
37	9.5	7.95	19	4.8	35	34.9	28.6	0.046	750	250	
60	40	20	60	20	120	120	100	2.800	750	250	
62	16	8	24	8	48	48	40	0.180	750	250	
75	19	9.5	26.5	9.5	57	57	47.5	0.300	750	250	
77	22	12	34	12	68	68	58	0.510	750	250	
111	25.4	12.7	33.1	12.7	76.2	76.2	63.5	0.720	750	250	
112	28.6	14.3	43	14.3	85.8	85.8	71.6	1.030	750	250	
125	32	16	49	16	95	96	80	1.420	750	250	
150	45	28.5	117	22.5	147	147	162	5.653	810	190	
155	38	19	57	19	147	114	95	2.430	750	250	
55 E	42	21	21	21	126	126	105	3.100	750	250	
200	33	27	65	17.5	120	120	100	1.960	750	250	
500	64	32	96	32	192	192	160	11.350	750	250	
600	50	25	75	25	150	150	125	9.400	750	250	
700	64	32	93	32	192	192	256	16.200	830	170	
800	82	41	122	41	246	246	204	24.500	750	250	
850	82	41	244	41	246	246	326	36.300	830	170	
1102	102	51	153	51	305	306	324	43.400	750	250	

La tensión máxima o pico de la alterna en el primario $V_{p\text{máx}} = 311 \text{ V}$ sabemos que producirá una corriente máxima de magnetización $I_{p\text{máx}}$ en las N_p espiras del primario del efecto inductivo del primario magnetizante L , o sea

$$V_{p\text{máx}} = I_{p\text{máx}} \cdot \omega N_p L = \phi_{\text{máx}} \cdot \omega N_p = B_{\text{máx}} \cdot S \cdot \omega N_p$$

y si elegimos $B_{\text{máx}} = 1 \text{ T}$ para no saturar al núcleo, entonces finalmente queda para los 220 V y 50 Hz

$$N_p = V_{p\text{máx}} / B_{\text{máx}} \cdot S \cdot \omega = 311(\text{V}) / 1(\text{T}) \cdot S(\text{m}^2) \cdot 2\pi \cdot 50(\text{Hz}) \sim 1 / S(\text{m}^2) = 1 / 0,000818 = 1222 \text{ espiras}$$

$$\Rightarrow N_s = N_p V_s / V_p = 1222 \cdot 12 / 220 = 67 \text{ espiras}$$

$$\Rightarrow n \stackrel{\Delta}{=} N_p / N_s = 18,2$$

en cuanto a las corrientes, tomando la potencia aparente especificada como activa

$$I_p = P_p / V_p = 30 / 220 = 136 \text{ mA}$$

$$I_s = I_p \cdot n = 136 \cdot 18,2 = 2,48 \text{ A}$$

Como la sección de los conductores se supone circular y valdrá $s = \pi \cdot \varnothing^2 / 4$ y siendo usual elegir una densidad de corriente para bobinados de $J = 3 \text{ A/mm}^2$, adoptamos ésta lo que nos permitirá obtener las secciones respectivas

$$s_p(\text{mm}^2) = I_p(\text{A}) / J(\text{A/mm}^2) = 0,136 / 3 = 0,0453 \text{ mm}^2 \rightarrow \text{adoptamos } 0,1 \text{ mm}^2 \text{ (AWG 27)}$$

$$s_s(\text{mm}^2) = I_s(\text{A}) / J(\text{A/mm}^2) = 2,48 / 3 = 0,826 \text{ mm}^2 \rightarrow \text{adoptamos } 1 \text{ mm}^2 \text{ (AWG 17)}$$

DIMENSIONES AWG (American Wire Gauge)								DIMENSIONES EN mm
AWG	Diam mm	Sect. mm ²	Resist. ohm/m	AWG	Diam mm	Sect. mm ²	Resist. ohm/m	SECCIÓN NOMINAL mm ²
0000	11.7	107,0	0.000161	19	0,91	0,6530	0.0264	
000	10.4	85.0	0.000203	20	0,81	0,5190	0.0333	
00	9.26	67.4	0.000256	21	0,72	0,4120	0.0420	
0	8.25	53.5	0.000323	22	0,64	0,3250	0.0530	0,5
1	7,35	42,4	0.000407	23	0,57	0,2590	0.0668	0,75
2	6,54	33,6	0.000513	24	0,51	0,2050	0.0842	1
3	5,83	26,7	0.000647	25	0,45	0,1630	0.106	1,5
4	5,19	21,2	0.000815	26	0,40	0,1280	0.134	2
5	4,62	16,8	0.00103	27	0,36	0,1020	0.169	2,5
6	4,11	13,3	0.00130	28	0,32	0,0804	0.213	4
7	3,67	10,6	0.00163	29	0,29	0,0646	0.268	6
8	3,26	8,35	0.00206	30	0,25	0,0503	0.339	10
9	2,91	6,62	0.00260	31	0,23	0,0415	0.427	16
10	2,59	5,27	0.00328	32	0,20	0,0314	0.538	
11	2,30	4,15	0.00413	33	0,18	0,0254	0.679	
12	2,05	3,31	0.00521	34	0,16	0,0201	0.856	
13	1,83	2,63	0.00657	35	0,14	0,0154	1.08	
14	1,63	2,08	0.00829	36	0,13	0,0133	1.36	
15	1,45	1,65	0.0104	37	0,11	0,0095	1.72	
16	1,29	1,31	0.0132	38	0,10	0,0078	2.16	
17	1,15	1,04	0.0166	39	0,09	0,0064	2.73	
18	1,02	0,82	0.0210	40	0,08	0,0050	3.44	

Si interesara conocer la resistencia que presentan estos arrollamientos, bastará para ello conocer la resistividad del cobre o bien usar la tabla descripta su $\rho (\Omega/\text{m})$, y considerar la longitud media del conductor $N \cdot l_{\text{med}}$. Esta magnitud podrá ser útil para determinar las pérdidas de calor en los bobinados; esto es, saber si son o no comparables con las potencia en juego.

$$R_p \sim \rho \cdot N_p \cdot l_{\text{med}} = 0,169 \cdot 1222 \cdot 17,16 = 35 \Omega \ll V_p / I_p = 220 / 136 = 1617 \Omega \rightarrow \text{correcto}$$

$$R_s \sim \rho \cdot N_s \cdot l_{med} = 0,0166 \cdot 67 \cdot 17,16 = 0,2 \Omega \ll V_s / I_s = 12 / 2,48 = 4,83 \Omega \rightarrow \text{correcto}$$

Seguidamente verificamos que el arrollamiento entre en la ventana "A" según la siguiente fórmula empírica para confecciones a máquina (es decir no para arrollamientos manuales)

$$N_p s_p + N_s s_s = 1222 \cdot 0,001 + 67 \cdot 0,01 = 1,892 \text{ cm}^2 \approx 0,25 \text{ A} = 1,53 \text{ cm}^2 \rightarrow \text{aceptable}$$

En suma, los datos al fabricante del transformador serán

Nº LAMNACIÓN = 112

Sección cuadrada

$N_p = 1222$ espiras

$N_s = 67$ espiras \rightarrow conviene cubrirse un 5 % más y entonces finalmente elegimos 70 espiras

$s_p (\text{mm}^2) = 0,1 \text{ mm}^2$ (AWG 27)

$s_s (\text{mm}^2) = 1 \text{ mm}^2$ (AWG 17)

Ejercicio 4

Se ha fabricado un inductor con núcleo de aire y medido sus parámetros: $14 \mu\text{H}$, 8 pF y $2,3 \Omega$. Si le conectamos un capacitor variable de núcleo de aire en serie que puede variar entre $24\text{-}320 \text{ pF}$, se pide hallar ambas frecuencias de sintonía serie y sus respectivos anchos de banda.

Solución

Conforme a lo desarrollado teóricamente podemos plantear para el inductor fabricado

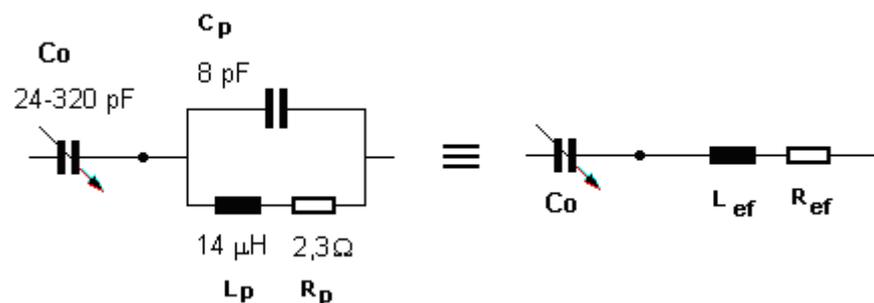
$$\omega_0 \sim 1 / \sqrt{L_p C_p} = 94,5 \text{ Mr/s} \rightarrow 15 \text{ MHz} \rightarrow \text{frecuencia de autosintonía o máxima de trabajo como inductancia}$$

$$L_{ef} \sim L_p / (1 - \omega^2 L_p C_p) \rightarrow \text{inductancia efectiva}$$

$$R_{ef} \sim R_p / (1 - \omega^2 L_p C_p)^2 \rightarrow \text{resistencia efectiva}$$

$$Q \triangleq \omega L_p / R_p \rightarrow Q \text{ descargado}$$

$$Q_{ef} \triangleq \omega L_{ef} / R_{ef} \sim Q (1 - \omega^2 L_p C_p) = \omega L_p (1 - \omega^2 L_p C_p) / R_p \rightarrow Q \text{ efectivo descargado}$$



y por lo tanto

$$\omega_{ef} \sim 1 / \sqrt{L_{ef} C_o} \rightarrow \text{frecuencia efectiva de sintonía del circuito}$$

$$\Rightarrow \omega_{ef}^2 \sim 1 / L_{ef} C_o = 1 / [L_p / (1 - \omega_{ef}^2 L_p C_p)] C_o$$

$$\Rightarrow \omega_{ef} \sim 1 / \sqrt{L_p (C_o + C_p)} < \omega_0 \rightarrow \text{siempre se estará en la zona inductiva}$$

lo que nos determinará entonces finalmente para ambos extremos de C_o

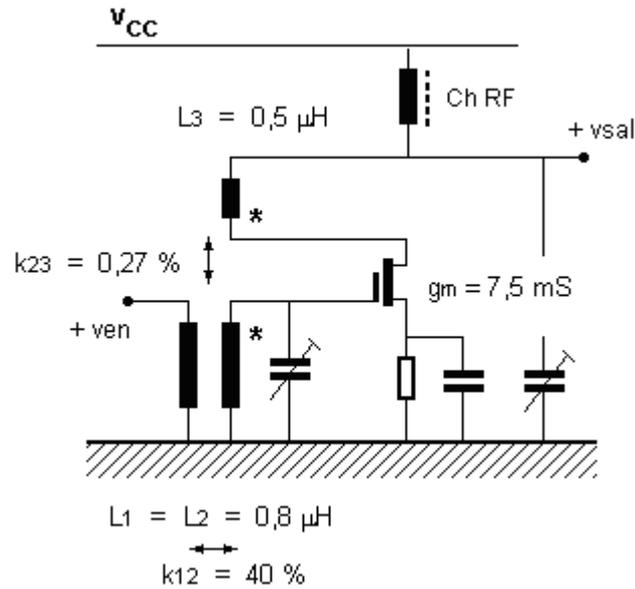
$$\omega_{ef} \sim 1 / \sqrt{L_p (C_o + C_p)} = 14,7 \text{ a } 47,2 \text{ Mr/s} \rightarrow 2,35 \text{ a } 7,52 \text{ MHz}$$

$$Q_{ef} \sim \omega_{ef} L_p (1 - \omega_{ef}^2 L_p C_p) / R_p = 87 \text{ a } 215$$

$$B_{ef} \sim \omega_{ef} / Q_{ef} = 169 \text{ kHz a } 219 \text{ kHz} \rightarrow \text{ancho de banda efectivo}$$

Ejercicio 5

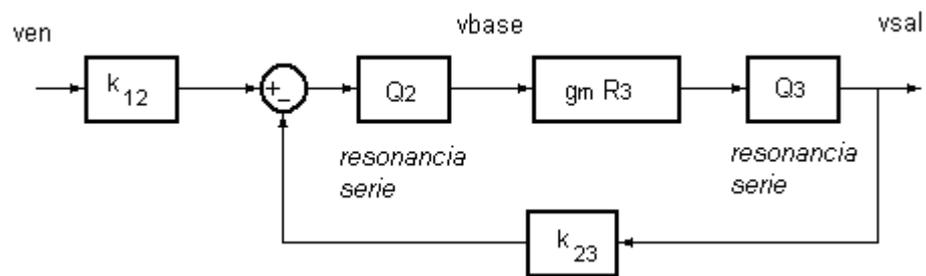
Hallar la salida de tensión sobre la salida de siguiente amplificador regenerativo que posee una sintonía de $f_0 = 100 \text{ MHz}$ con una entrada eficaz $V_{en} = 10 \text{ mV}$. Todos los bobinados son realizados con el mismo alambre y poseen un $Q = 130$.



Solución

Si realizamos un diagrama operativo resultan

$$v_{sal} / v_{en} = k_{12} \cdot [Q_2 \cdot g_m R_3 \cdot Q_3 / (1 + k_{23} \cdot Q_2 \cdot g_m R_3 \cdot Q_3)]$$



y como

$$Q = Q_2 = Q_3 = 130$$

$$R_3 = \omega_0 L_3 / Q_3 = 2,41 \Omega$$

resulta finalmente

$$V_{sal} = V_{en} \cdot k_{12} Q^2 \cdot g_m R_3 / (1 + k_{23} \cdot Q^2 \cdot g_m R_3) = 10 \cdot 0,4 \cdot 130^2 \cdot 7,5 \cdot 2,41 / (1 + 0,27 \cdot 130^2 \cdot 7,5 \cdot 2,41) = 14,6 \text{ mV}$$

Misceláneos

Debido a la necesidad de dar apoyo en algunos temas se desarrolla este apartado.

Siempre se debe tener en cuenta que debido a la alinealidad de los dispositivos, las muchas manos e interpretaciones de autores, etc., nunca se dispondrá de una bibliografía compacta sobre todos los temas, como tampoco del tipo unificado en cuanto al nombre de sus variables.

Se deberá saber asimismo que todo proyecto o diseño electrónico, sobre todo el del tipo analógico, siempre estará expuesto a variabilidades no consideradas, aproximadas u olvidadas. Es por ello que todo algoritmo seguramente fallará y precisará que el circuito sea corregido experimentalmente.

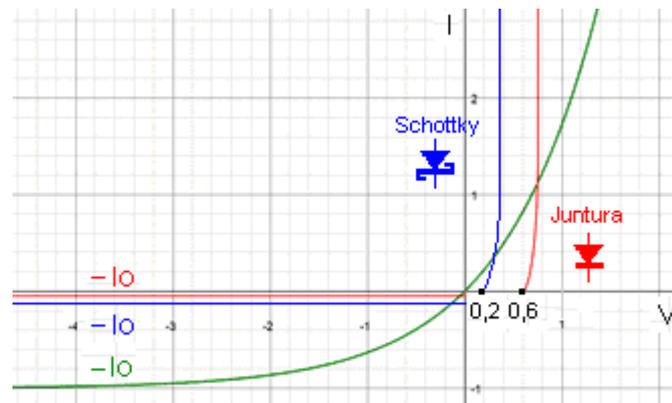
Esto último comentado no nos deja otra alternativa que decir que todo cálculo electrónico siempre servirá para **solamente tener idea de las magnitudes** y dispositivos a considerar. En la práctica seguramente habrá que ajustar toda configuración.

Otro tema aledaño a este lineamiento lamentablemente escéptico pero real, es que muchos temas si bien se alejan de las propiedades reales de los componentes, sí serán muy útiles en su uso para abordarlos, estudiarlos y predecir entonces conductas y diseños.

El Diodo de Silicio

Siempre se ha enseñado que la característica de corriente a tensión de un rectificador típico de silicio de **juntura** (o también llamado de **unión**) responde a la ecuación siguiente, pero la gráfica roja mostrará una clara corrección. También podemos ver esto en la curva azul que corresponde a los diodos **Schottky** (no confundir con los diodos **Shockly**)

$I \sim I_0 (e^{V/V_T} - 1)$ → gráfica verde no real

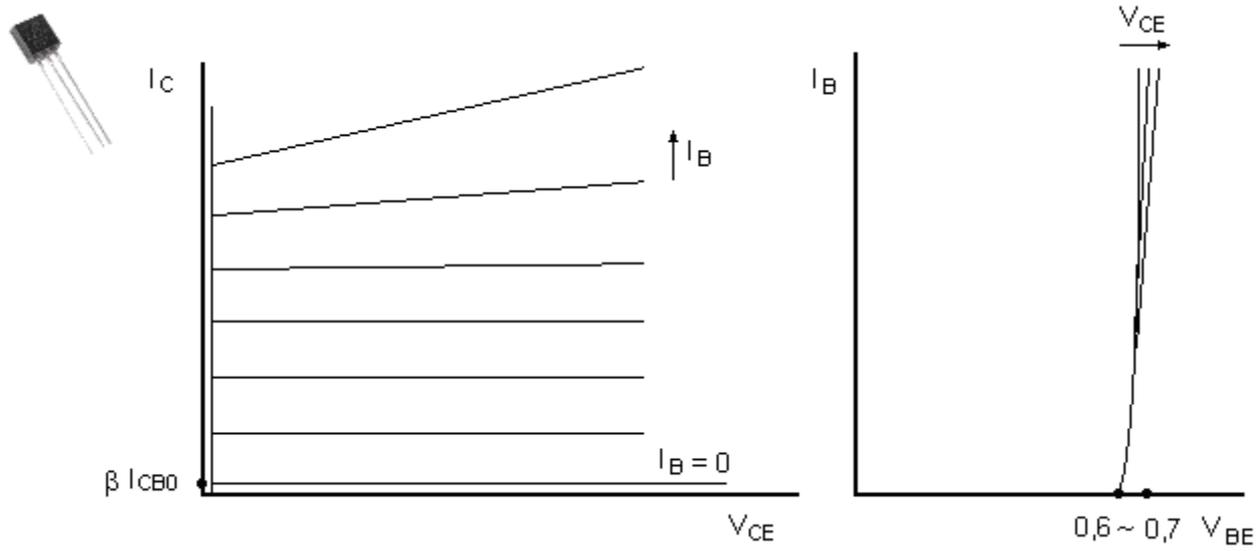


De una manera general, es bueno recordar y comparar las características entre ambos diodos: el de **juntura** soporta más corriente y más tensión inversa, pero es más lento y conduce con más tensión. Para una misma **resistencia térmica** entre la juntura y el encapsulado θ_{JC} , al poseer prácticamente una mayor tensión de conducción de 3 veces (0,6V/0,2V) y que la circule la misma corriente efectiva, se calentará 3 veces más que el **Schottky** ($\theta_{JC} \cdot \text{Potencia}$).

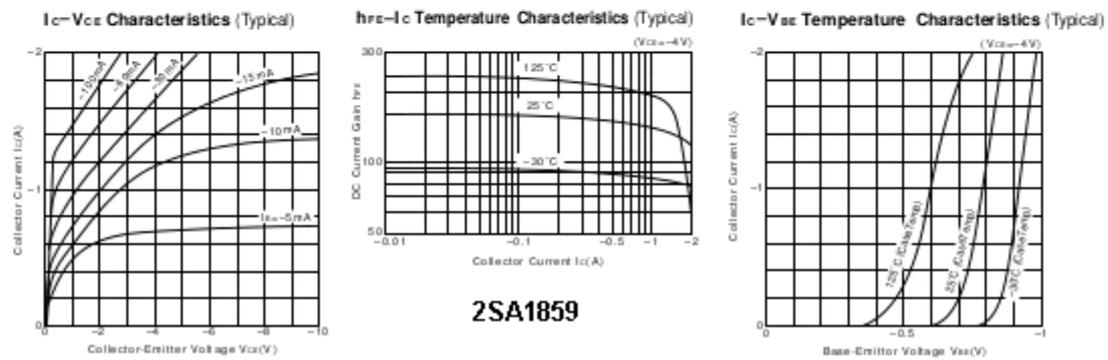
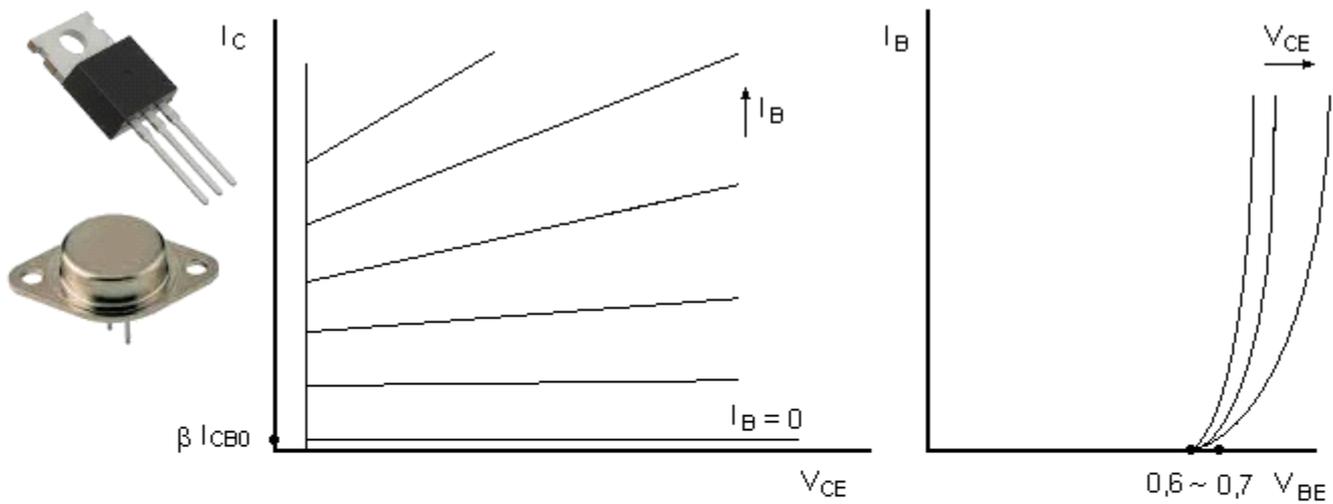
El Transistor Bipolar de Juntura (TBJ)

Curvas características

Existen básicamente dos tipos de transistores: los de *baja potencia* y los de (*alta potencia*). Las curvas características para un caso y el otro difieren bastante. Veamos ejemplos típicos e idealizados. Se debe prestar atención a cada detalle explicativo. Para el primer caso tenemos lo siguiente

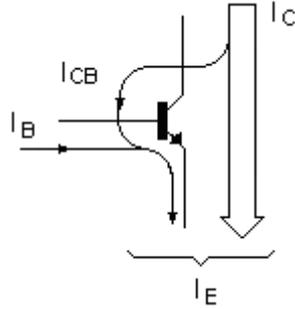


y para el segundo esto otro



donde

$$I_E = I_B + I_C = I_B + \beta (I_B + I_{CB0}) \sim I_C = \beta (I_B + I_{CB0})$$



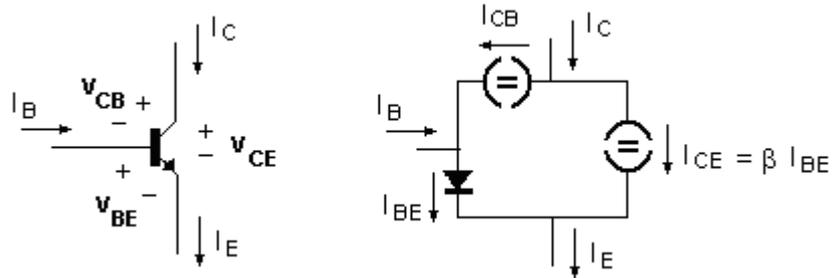
Modelos de trabajo

Veremos los siguientes:

- Modelo de continua
- Modelo de parámetros híbridos (h)
- Modelo de parámetros de admitancia (y)
- Modelo de conmutación en baja velocidad
- Modelo de conmutación en alta velocidad (π)

Modelo de continua

$$I_E = I_B + I_C = I_B + \beta (I_B + I_{CB0}) \sim I_C = \beta (I_B + I_{CB0})$$



Modelo de parámetros híbridos (h)

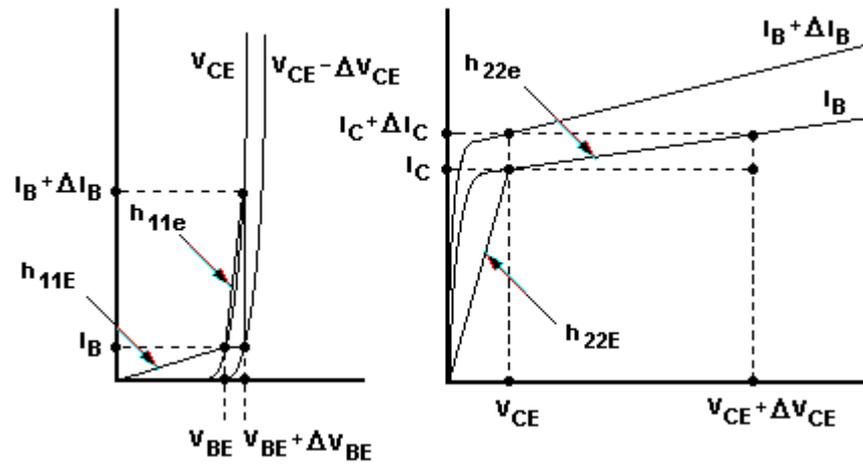
Son aplicados en aplicaciones dinámicas de bajas frecuencias, como señales de AF.

Una vez polarizado el dispositivo se disponen los posibles casos de emisor-común, base-común y colector-común. Debido a que se conocerá el tema, sólo expondremos el primero.

Así, en continua y emisor común son ($h_{21E} = \beta$)

$$V_{BE} = h_{11E} I_B + h_{12E} V_{CE}$$

$$I_C = h_{21E} I_B + h_{22E} V_{CE}$$



y dinámicamente

$$\Delta V_{BE} = h_{11e} \Delta I_B + h_{12e} \Delta V_{CE}$$

$$\Delta I_C = h_{21e} \Delta I_B + h_{22e} \Delta V_{CE}$$

donde

$$h_{11e} = \partial V_{BE} / \partial I_B$$

$$h_{12e} = \partial V_{BE} / \partial V_{CE} \sim 0$$

$$h_{21e} = \partial I_C / \partial I_B \stackrel{\Delta}{=} \beta \rightarrow \text{si no se satura al colector (ver figura más abajo)}$$

$$h_{22e} = \partial I_C / \partial V_{CE}$$

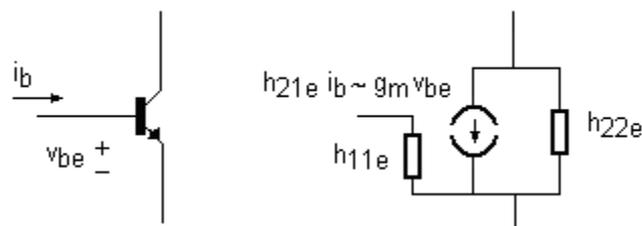
o bien con una terminología más versátil

$$v_{be} = h_{11e} i_b + h_{12e} v_{ce} \sim h_{11e} i_b$$

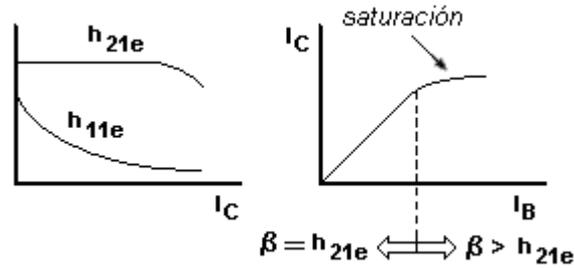
$$i_c = h_{21e} i_b + h_{22e} v_{ce} \sim h_{21e} i_b$$

Será útil también tener en cuenta la transconductancia del dispositivo

$$g_m \stackrel{\Delta}{=} i_c / v_{be} \sim h_{21e} / h_{11e}$$



Sabemos que estos parámetros varían con respecto al punto de polarización, temperatura y frecuencia. Dentro de una cierta zona, como muestra la figura, podremos considerarlos casi constantes.



Será de importancia destacar aquí que mientras no se sature al dispositivo el parámetro de ganancia estático (es decir de continua) iguala **conceptual y numéricamente** al dinámico. Esto es decir que será

$$h_{21E} \stackrel{\Delta}{=} \beta = h_{21e}$$

Modelo de parámetros de admitancia (y)

Son aplicados para aplicaciones dinámicas de altas frecuencias de señales como la de RF.

Una vez polarizado el dispositivo se disponen los de emisor-común, base-común y colector-común. Debido a que se conocerá el tema, sólo exponemos el primero.

$$y_{11e} = \partial I_B / \partial V_{BE}$$

$$y_{12e} = \partial I_B / \partial V_{CE} \sim 0$$

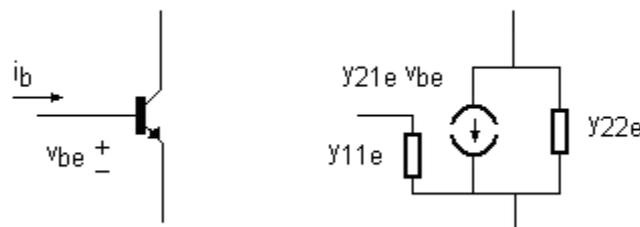
$$y_{21e} = \partial I_C / \partial V_{BE} \stackrel{\Delta}{=} g_m + j 0 \rightarrow \text{si la frecuencia no es muy alta}$$

$$y_{22e} = \partial I_C / \partial V_{CE}$$

o bien con una terminología más versátil

$$i_b = y_{11e} v_{be} + y_{12e} v_{ce} \sim y_{11e} v_{be}$$

$$i_c = y_{21e} v_{be} + y_{22e} v_{ce} \sim y_{21e} v_{be}$$



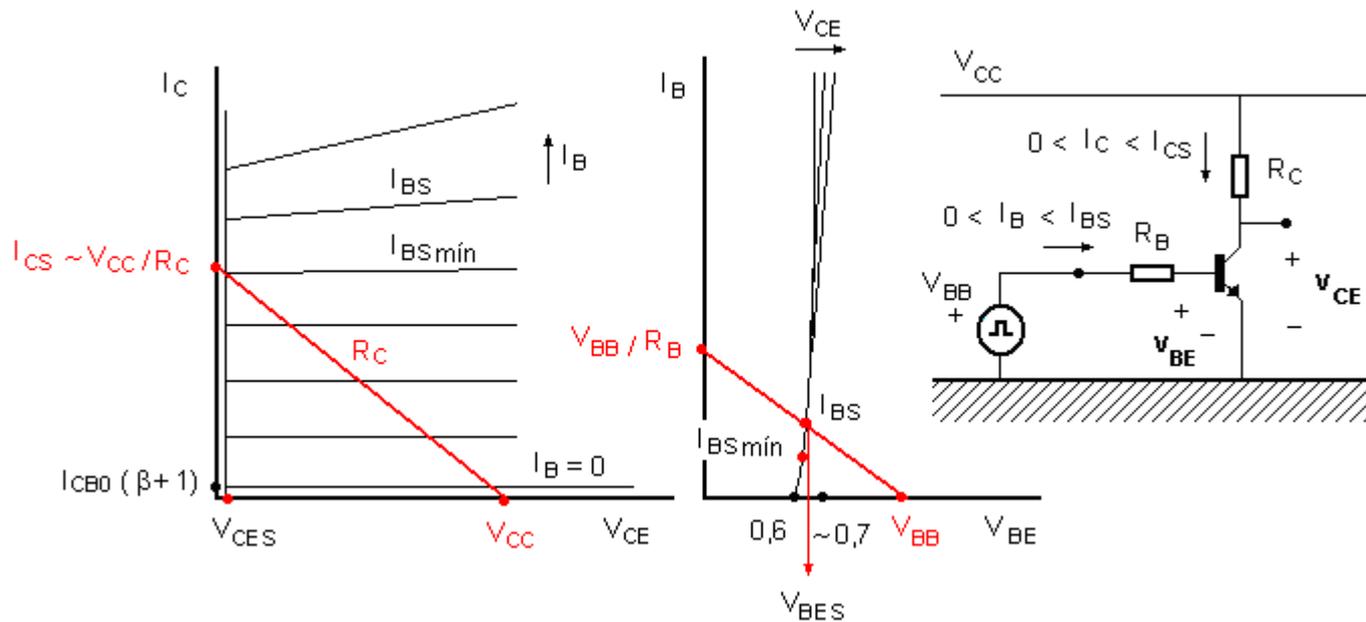
Modelo de conmutación en baja velocidad

Son aplicados en configuraciones dinámicas conmutadas (**corte y saturación** del dispositivo).

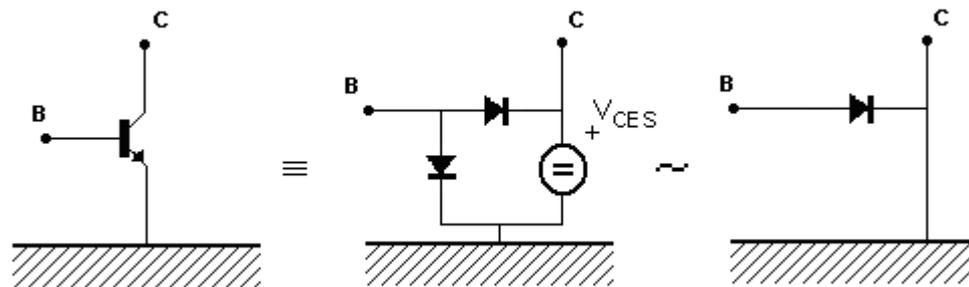
Se recuerda que **la única consideración** que determina la saturación de un TBJ es que conduzca el diodo colector-base. Se cumple aquí que

$$I_{CS} \beta_{\text{máx}} I_{BS\text{mín}} = (V_{CC} - V_{CES}) / R_C \sim V_{CC} / R_C$$

$$I_{CS} / I_{BS} \stackrel{\Delta}{=} \beta_s \lesssim 1 \rightarrow \text{no tiene sentido hablar de un } \beta \text{ en saturación porque la } I_C \text{ no obedece a la } I_B$$



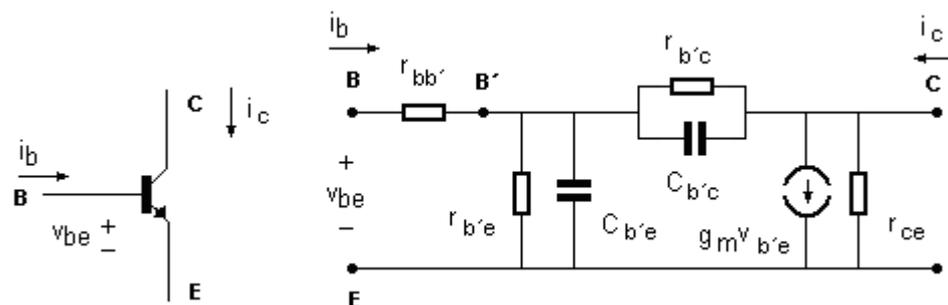
El esquema equivalente saturado sería el de la figura siguiente



Modelo de conmutación en alta velocidad (π)

Son aplicados para configuraciones dinámicas cuadradas de altas frecuencias de señales conmutadas. Éstas pueden trabajar en la **zona activa y lineal**, o bien haciendo **cortar y saturar** (conmutar) al TBJ con gran amplitud de señal. Se comprenderá que debido a la *capacitancia de almacenamiento* en el diodo colector-base la primera opción es la más rápida.

Este modelo llamado *híbrido π* por su disposición, también respeta el nombre de su ideólogo estadounidense Lawrence Joseph Giacoletto (1916-2004).



Siempre recordando que los parámetros dependen de la polarización, temperatura y frecuencia, igual podemos aproximarlos a los conocidos del modelo híbrido

$$h_{11e} \sim r_{bb'} + r_{b'e} \approx r_{b'e}$$

$$h_{22e} \sim 1 / r_{ce}$$

$$y_{11e} \approx s C_{b'e} + 1 / r_{b'e}$$

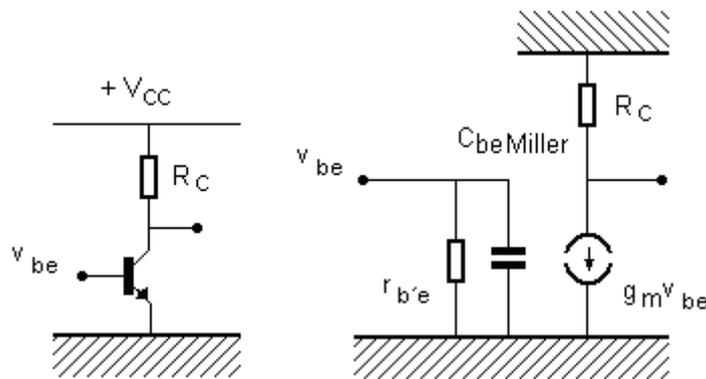
$$C_{be} \sim C_{b'e}$$

$$C_{bc} \sim C_{b'c}$$

$$\omega_T \sim g_m / C_{b'e} \rightarrow 2\pi \text{ frecuencia de transición}$$

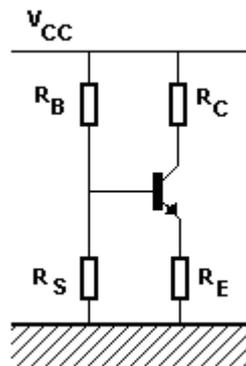
$$C_{beMiller} \sim C_{b'e} + g_m R_L / r_{ce} \rightarrow \text{capacidad Miller si hay una carga en colector } R_L$$

Una aproximación sencilla y rápida de memorizar emisor común sería la siguiente



Corrimiento térmico

Es común para el siguiente circuito considerar su estabilidad térmica adoptando sobre la resistencia del emisor un 10 % de la que tiene la alimentación. Bueno, vamos a desmentir esto y mostrar que no es más que un mito.



Sabemos que tenemos dos corrimientos térmicos importantes: uno en la corriente fuga del diodo colector-base (que ingresará su efecto a la juntura base-emisor) y el otro por el cambio de tensión en la juntura base-emisor (aproximadamente $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$).

Para paliar el primer problema, esto es el aumento y consecuente corrimiento de la corriente entre colector-base, se minimiza la resistencia en su base y aumenta la de entrada como emisor común. Para considerar ahora el caso segundo, la del corrimiento de tensión, se aumentará la resistencia del emisor.

Estas consideraciones pueden verse en el presente análisis

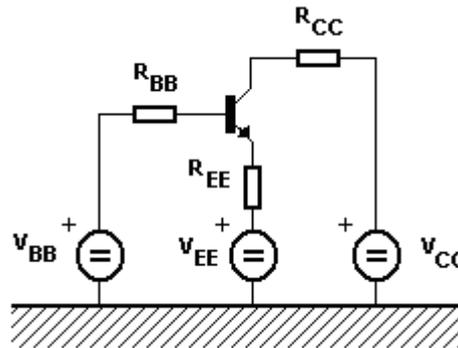
$$I_C = I_{CE} + I_{CB} = \alpha I_E + I_{CB}$$

$$I_C = I_{CE} + I_{CB} = \beta I_{BE} + I_{CB} = \beta (I_{BE} + I_{CB}) + I_{CB} \sim \beta (I_{BE} + I_{CB})$$

$$\beta = \alpha / (1 - \alpha)$$

$$\alpha = \beta / (1 + \beta)$$

$$\Delta I_C = (\partial I_C / \partial I_{CB}) \Delta I_{CB} + (\partial I_C / \partial V_{BE}) \Delta V_{BE} + (\partial I_C / \partial V_{CC}) \Delta V_{CC} + (\partial I_C / \partial V_{BB}) \Delta V_{BB} + (\partial I_C / \partial V_{EE}) \Delta V_{EE}$$



En cuanto a las consideraciones térmicas

$$V_T = 0,000172 \cdot (T + 273)$$

$$I_{CB} = I_{CB0}(25^\circ\text{C}) \cdot 2 \Delta T / 10$$

$$\Delta T = T - 25$$

$$\partial I_{CB} / \partial T = \partial I_{CB} / \partial \Delta T \sim 0,07 \cdot I_{CB0}(25^\circ\text{C}) \cdot 2 \Delta T / 10$$

$$\partial V_{BE} / \partial T \sim -0,002 \text{ [V/}^\circ\text{C]}$$

$$\Delta I_{CB} = 0,07 \cdot I_{CB0}(25^\circ\text{C}) \cdot 2 \Delta T / 10 \Delta T$$

$$\Delta V_{BE} = -0,002 \Delta T$$

$$V_{BB} - V_{EE} = I_B (R_{BB} + R_{EE}) + V_{BE} + I_C R_{EE}$$

$$I_C = [V_{BB} - V_{EE} - V_{BE} + I_{CB} (R_{BB} + R_{EE})] / [R_{EE} + (R_{BB} + R_{EE}) \beta^{-1}]$$

y por lo tanto los corrimientos térmicos considerados importantes

$$S_I \stackrel{\Delta}{=} (\partial I_C / \partial I_{CB}) \sim (R_{BB} + R_{EE}) / [R_{EE} + R_{BB} \beta^{-1}] \longrightarrow \text{coeficiente de inestabilidad por corriente de fuga}$$

$$S_V \stackrel{\Delta}{=} (\partial I_C / \partial V_{BE}) = (\partial I_C / \partial V_{EE}) = -(\partial I_C / \partial V_{BB}) = -1 / (R_{EE} + R_{BB} \beta^{-1}) \longrightarrow \text{coeficiente de inestabilidad por tensión base-emisor}$$

$$(\partial I_C / \partial V_{CC}) = 0 \longrightarrow \text{no hay influencia de la alimentación}$$

resultando el corrimiento total a disminuir

$$\Delta I_C = [0,07 \cdot 2 \Delta T / 10 (R_{BB} + R_{EE}) (R_{EE} + R_{BB} \beta^{-1})^{-1} I_{CB0}(25^\circ\text{C}) + 0,002 (R_{EE} + R_{BB} \beta^{-1})^{-1}] \Delta T + (R_{EE} + R_{BB} \beta^{-1})^{-1} (\Delta V_{BB} - \Delta V_{EE})$$

Y, como en la práctica para tener controles aceptables resultan resistencias del emisor que determinan sobre sí mismas tensiones del orden del 10 % de la tensión de la de la alimentación, se ha extendido el caso a todos los posibles, pero como se verá esto es un mito, un error de coyuntura. No es tan sencillo su cálculo.

Pongamos un ejemplo típico numérico para contrastar valores. Sea entonces por ejemplo

$$V_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$R_{CC} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = 100$$

$$V_{BB} = 12 \text{ V}$$

$$R_{BB} = 1 \text{ M}\Omega$$

$$I_{CB} = 0,1 \text{ }\mu\text{A}$$

$$V_{EE} = 0 \text{ V}$$

$$R_{EE} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\Rightarrow S_I \stackrel{\Delta}{=} (R_{BB} + R_{EE}) / [R_{EE} + R_{BB} \beta^{-1}] = (1000 + 1) / [1 + 1000 \cdot 100^{-1}] = 90,9$$

$$S_V \triangleq -1 / (R_E + R_{BB} \beta^{-1}) = -1 / (1 + 1000 \cdot 100^{-1}) = 0,09$$

$$\Rightarrow I_C = [V_{BB} - V_{EE} - V_{BE} + I_{CB} (R_{BB} + R_{EE})] / [R_E + (R_{BB} + R_{EE}) \beta^{-1}] =$$

$$= [12 - 0 - 0,6 + 0,1 (1000 + 1)] / [1 + (1000 + 1) 100^{-1}] \sim 1,05 \text{ mA}$$

$$\Rightarrow I_{E R_{EE}} \sim I_C R_{EE} = 1,05 \cdot 1 = 1,05 \text{ V}$$

en donde se ve claramente que esta $I_{E R_{EE}}$ es del orden del 10 % de la V_{CC} .

Transconductancia

Sabemos de la aproximación

$$I_C \sim I_{CBO} (e^{V_{BE}/V_T} - 1)$$

V_{BE} \rightarrow Tensión estática entre base y emisor

ΔV_{BE} \rightarrow Tensión dinámica entre base y emisor

$V_T \sim 25 \text{ mV}$ \rightarrow a 25°C

$$g_m = \Delta I_C / \Delta V_{BE} = g_{m0} e^{V_{BE}/V_T}$$

$g_{m0} = I_{C0} / V_T$ \rightarrow constante a cierta temperatura

y por consiguiente se suele hablar de una *transconductancia efectiva* g_{mef} que es proporcional a la polarización

$$g_{mef} = g_m(I_C) = \partial I_C / \partial V_{BE} = g_{m0} e^{V_{BE}/V_T} \sim I_C / V_T \rightarrow \text{aproximación válida cuando } e^{V_{BE}/V_T} \gg 1$$

Pero lo que se debe saber que es ésta solamente una aproximación, porque se fundamenta en una expresión no real originaria de los semiconductores de germanio primigenios como se mostró en las curvas características al analizar aquí el Diodo de Juntura. Lo que pasa y justifica su uso, es que **es una ecuación cómoda para trabajar, memorizar y cumple aproximadamente bastante bien con las consecuencias reales.**

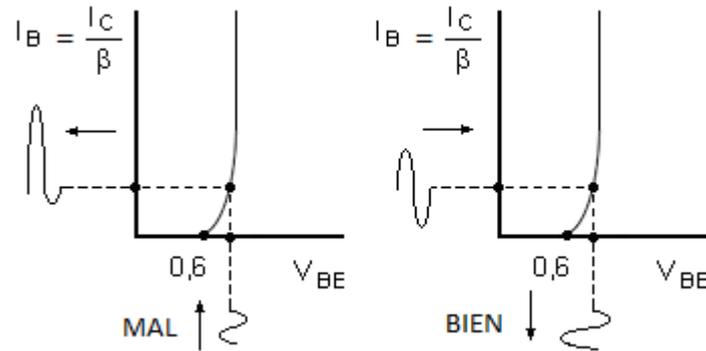
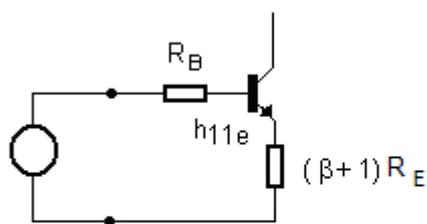
Excitación lineal de un TBJ

El mal llamado *transistor* originario del idioma inglés como *transfer resistor* («resistor de transferencia») dado por el estadounidense John R. Pierce, alude a una entrega de corriente a expensas de una tensión recibida, o *transresistencia*. Y esto es erróneo, pues entrega corriente lineal a expensas de una corriente recibida, es decir, que el β , la transferencia del sistema es lineal tanto para pequeñas como para grandes excursiones dinámicas, pero no lo es para la transconductancia g_m que deforma siempre grandes amplitudes.

Y esto es obvio por la alinealidad del diodo base-emisor. La corriente de colector sólo será fidedigna en su réplica a la corriente por la base y no a la tensión entre base-emisor.

Como consecuencia, a un TBJ para operarlo en su zona activa y lineal, siempre debe ser abordado con una corriente y no una tensión, esto es, con un generador de corriente (la juntura base-emisor debe “ver” una alta resistencia)

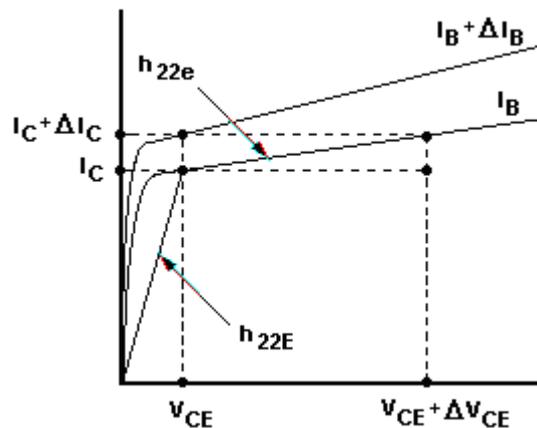
$$h_{11e} \ll R_B + R_E (\beta + 1)$$



El TBJ como generador de corriente

Puede surgir la pregunta siguiente: ¿Si un TBJ se encuentra polarizado con 5 V y 10 mA en colector, dónde está o se justifica su efecto como “generador de corriente” si vemos claramente que la resistencia entre colector-emisor es de $5V/10mA = 500 \Omega$?

Bien, la respuesta es fácil. Es que lo es desde el punto de vista dinámico y no el estático. O sea es que su efecto “generador de corriente” es siempre y sólo provisto por su $h_{22e}^{-1} = \Delta V_{CE}/\Delta I_C$ y no su $h_{22E}^{-1} = V_{CE}/I_C$.

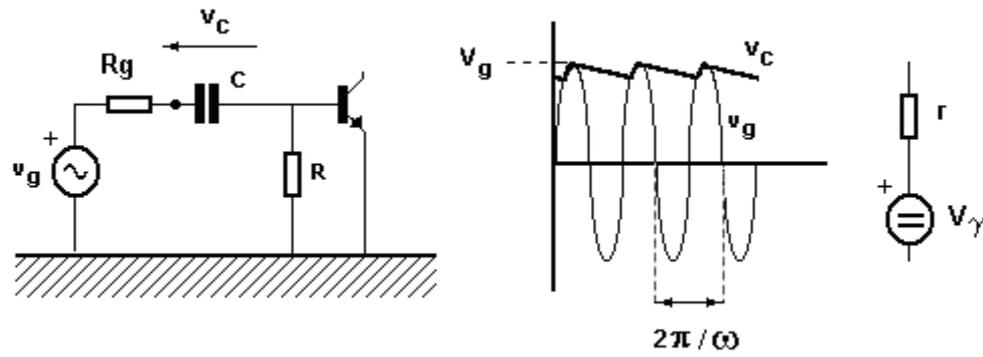


Autopolarización en clase C

Cuando se trabaja con una autopolarización en clase C el circuito puede ser capacitivo o inductivo. Analizaremos ambos casos.

Capacitivo

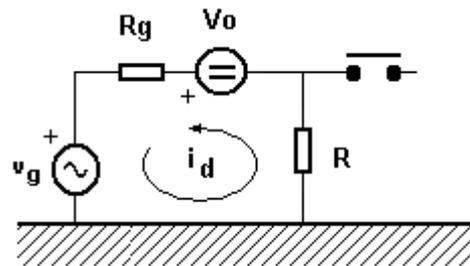
La implementación es el de la figura siguiente donde se ha considerado al diodo base emisor como un generador de tensión continua $V_\gamma = 0,6$ Volts más una resistencia en serie dinámica r (sería una aproximación al h_{11e}).



En el arranque la corriente de carga inicial que toma el capacitor será prácticamente

$$I_{C0} = (V_g - V_\gamma) / (R_g + r) = V_0 / (R_g + r)$$

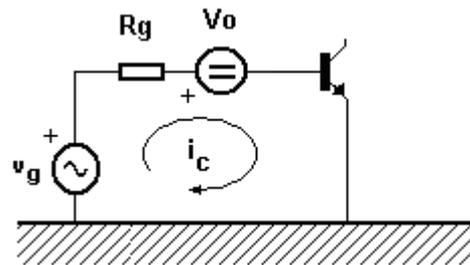
y luego, al establecerse un régimen permanente tendremos para la descarga y carga respectivamente



$$V_0 = (V_g - V_\gamma) = \text{constante}$$

$$I_d = (V_g + V_0) / (R_g + R) = (2V_g - V_\gamma) / (R_g + R)$$

$$\tau_d = C (R_g + R)$$



$$I_c = (V_g - V_0 - V_\gamma) / R_g = 0$$

$$\tau_c = C (R_g + r)$$

Podemos ahora definir un *porcentaje de descarga capacitiva* Δ que prácticamente se da en el período de la señal y que estará íntimamente relacionado con el ángulo de conducción θ

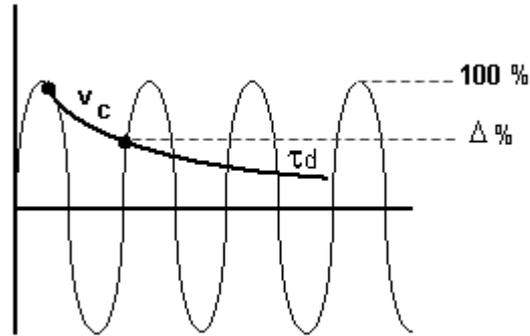
$$T = 2\pi / \omega$$

$\Delta = \cos(\theta / 2)$ ---> Valor típico es $\theta = 10^\circ$ o bien $\Delta = 99,6\%$
por lo tanto para el diseño

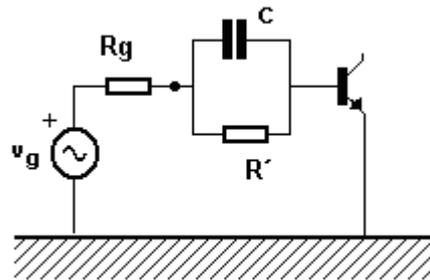
$$\Delta = 1 \cdot e^{-T / \tau_d}$$

o bien

$$C (R_g + R) = T / [\ln(1 / \Delta)]$$



La siguiente otra implementación es prácticamente similar a la anterior aplicando Thévenin, cosa por la cual no analizamos.



$$R' = R$$

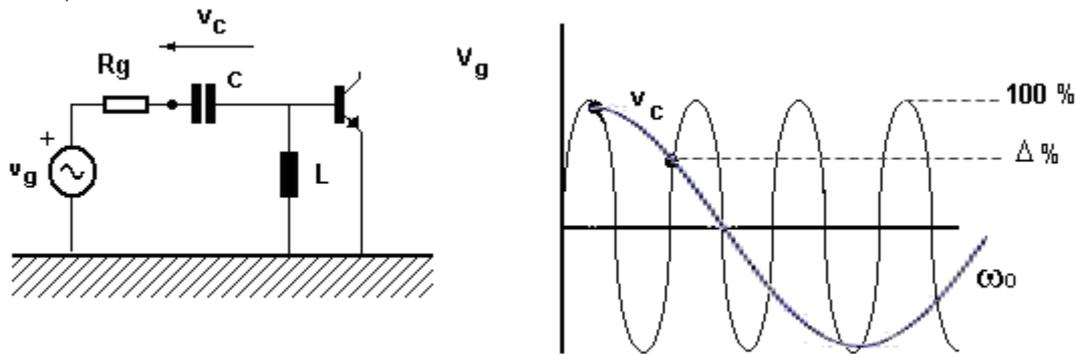
Inductivo

Para esta implementación, la descarga capacitiva es sinusoidal porque se da una oscilación con la bobina

$$\omega_0 = (LC)^{-1/2}$$

$\Delta = 1 \cdot \cos \omega_0 T$ ---> Como antes, el valor típico según un $\theta = 10^\circ$ sería $\Delta = 99,6\%$ de donde para el diseño se tendrá

$$LC = (T / \arccos \Delta)^2$$



El inductor con núcleo magnético polarizado (imán)

El tratamiento de una inductancia con núcleo ferromagnético no es lo mismo si el mismo se encuentra o no premagnetizado con un magnetismo remanente BREM (imán).

Supongamos que se tiene un imán como núcleo de un inductor, encontrándose en un punto de su curva magnética que llamamos Q y determinando por ello un campo e intensidad respectivos B_Q y H_Q , dado como imán con una remanencia $B_Q = BREM$, configurando de esta manera un almacenamiento de densidad D de energía volumétrica de magnitud $B_Q H_Q$. Si desarrollamos este concepto tenemos

$$D \text{ (J/m}^3\text{)} = B_Q H_Q = \frac{\phi}{S_{\text{ef}}} \cdot I_Q / l_{\text{ef}} = L_{\text{eq}} I_Q / S_{\text{ef}} \cdot I_Q / l_{\text{ef}} = I_Q^2 L_{\text{eq}} / V_{\text{ef}}$$

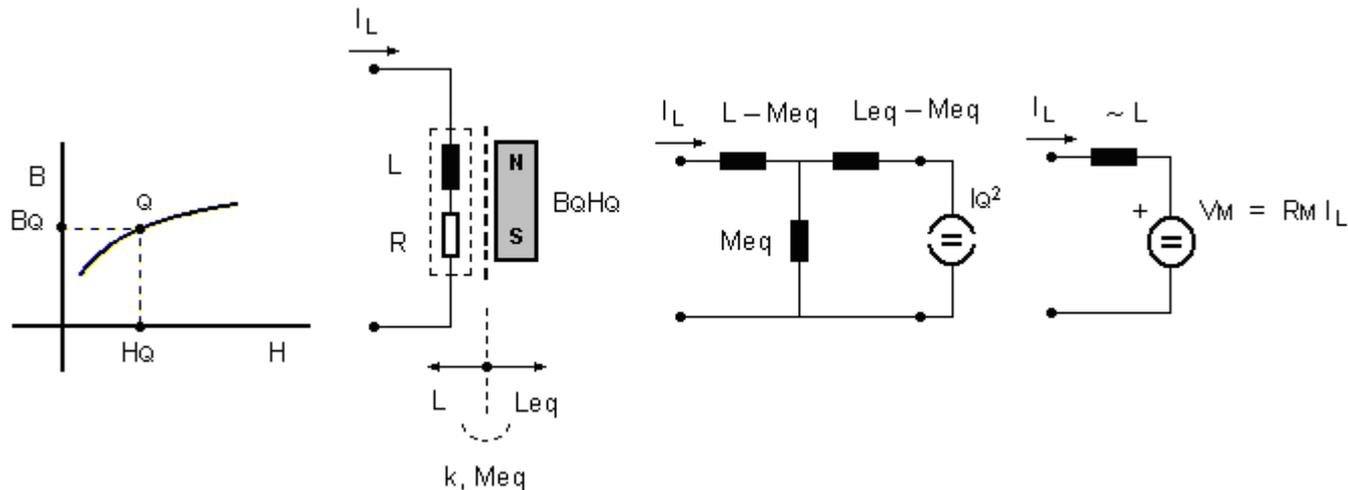
$$E \text{ (J)} = D \cdot V_{\text{ef}} = I_Q^2 L_{\text{eq}}$$

donde S_{ef} es la superficie, l_{ef} la longitud y V_{ef} el volúmen efectivos del circuito magnético. Esto pone en evidencia que existe virtualmente una inductancia L_{eq} ficticia que estará influenciando a nuestro inductor L , estableciendo una autoinducción mutua M_{eq} a modo de *fuerza contraelectromotriz*.

En otros términos, basta con que se haga presente un movimiento de corriente sobre nuestro inductor L que determine el efecto *contraelectromotiz* con una tensión inducida V_M que obtendrá su energía $B_Q H_Q$ del imán y existirá en la medida que se la “solicite”, así que resulta

$$V_M = R_M I_L$$

donde R_M la he llamado *resistencia mutua de transferencia* (o bien *transresistencia mutua*).



La energía que podremos obtener del imán, ofrecida como **reactiva(ble)** y utilizada como **activa**, dependerá de su potencial interno almacenado como $B_Q H_Q$ y del tiempo que determine su desgaste hasta llegar a la fuerza coercitiva H_C que lo desmagnetice.

Como observación, si el imán usado como núcleo es del llamado *neodimio* ($\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$), que sabemos posee una densidad magnética de saturación $B_{\text{SAT}} \sim 1,7 \text{ T}$, un alto remanente $B_{\text{REM}} \sim 1,0 - 1,4 \text{ T}$, alta fuerza coercitiva $H_C \sim 750 - 2000 \text{ A/m}$ y un poder de almacenamiento energético grande del orden de $B_Q H_Q \sim 200 - 440 \text{ kJ/m}^3$, entonces será de suponer encontrar una eficiencia energética importante en circuitos que utilicen esta disposición de bobinas.

El fenómeno de correlación en un inductor

Se pone en evidencia el efecto cuando diferenciamos en un bobinado eléctrico su propiedad **inductiva** de la **autoinductiva**; no son lo mismo. La segunda tiene en cuenta la *Correlación cruzada*.

Para ser explícitos, nos valdremos de un ejemplo. Supongamos que se tiene un transformador fuertemente acoplado con núcleo de hierro tal muestra la figura y donde a la frecuencia de trabajo son despreciables las pérdidas del cobre, pelicular (*skin*), por Foucault y las de histéresis; digamos que casi es ideal para simplificar.

Los componentes distribuidos y características circuitales para un análisis del mismo serán entonces

L ---> inductancia del bobinado primario o magnetizante

R ---> una carga resistiva cualquiera

$n = N_p / N_s$ ---> relación de espiras entre bobinados totales primario y el secundario

$n_i = N_i / N_s$ ---> relación de espiras entre bobinados parciales del primario y el secundario

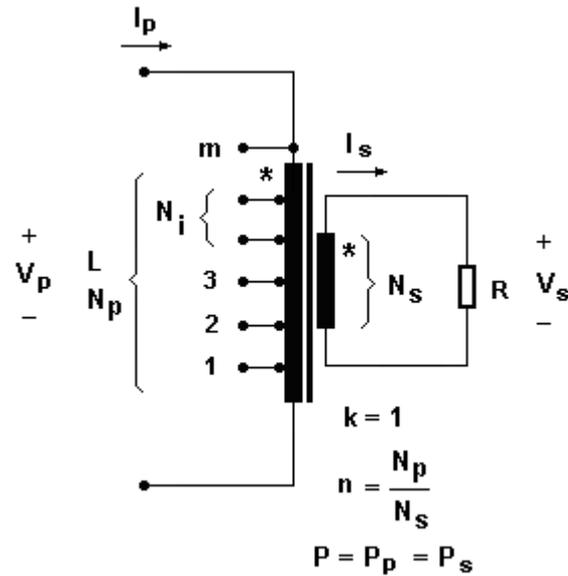
$m = 1, 2, 3, \dots$ ---> cantidad de bobinados N_i en el primario

$k = 1$ ---> coeficiente de acoplamiento

V_p, V_s ---> tensiones eficaces en los bobinados primario y secundario respectivamente

I_p, I_s ---> corrientes eficaces en los bobinados primario y secundario respectivamente

$P = P_p = P_s = V_p \cdot I_p = V_s \cdot I_s$ ---> Potencia transferida a la carga R



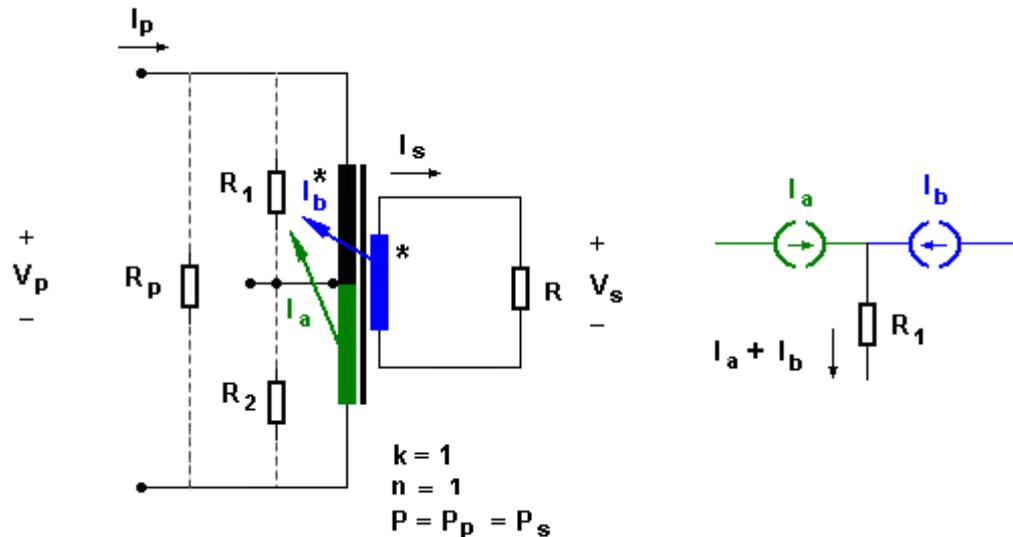
Respectivamente, la resistencia reflejada al primario R_p y a cada bobinado del primario R_i requiere un tratamiento distinto. Observe

$$R_p = n^2 R$$

$$R_i = R_p / m = n^2 R / m \text{ (contempla la autoinducción)} \neq n^2 \cdot R \text{ (no contempla la autoinducción)}$$

Intuitivamente uno tiende a pensar que R_i será $n^2 R$ pero es un error. Esto viene justamente por un análisis descriptivo de energías donde se evidencia la *Correlación cruzada* que aporta la *autoinducción*, es decir, la *magnitud inductiva sobre sí misma*, el efecto que cada espira genera en la contigua.

Lo que estamos diciendo es que existirá una corriente " I_a " sobre la resistencia mitad R_i provista por el mismo primario que refleja al secundario, más otra " I_b " que se le agrega debido al efecto autoinductivo de la otra mitad del bobinado. Recorra a la figura siguiente por favor donde se ha simplificado el modelo a $m = 2$.



Aquí la potencia en la resistencia reflejada en la mitad del bobinado R1 obtendrá una energía provista por el propio reflejo de excitación esperado (azul), pero sumándose a ella la energía de la *Correlación* que la entrega la *autoinducción* de la otra mitad del bobinado (verde). Así las cosas tenemos que, como en ella será dada la mitad de la energía total P resulta

$$\begin{aligned}
 P1 &= P / 2 \\
 R1 &= R_p / m = n^2 R / m \\
 (I_a + I_b)^2 \cdot R1 &= P1 = P / 2 \\
 (I_a + I_b)^2 &= P1 / R1 = (P / 2) / (n^2 R / m) = m P / 2 n^2 R
 \end{aligned}$$

o bien

$$I_a^2 + I_b^2 + 2 \cdot I_a \cdot I_b = m P / 2 n^2 R$$

Como las respectivas influencias son

$$\begin{aligned}
 I_a &= I_s (N_s / N1) \\
 I_b &= I_s (N_s / N2) \cdot (N2 / N1) \\
 \Rightarrow I_a &= I_b
 \end{aligned}$$

determinando con ello

$$\begin{aligned}
 (2 I_a)^2 &= m P / 2 n^2 R \\
 I_a = I_b &= (m P / 8 n^2 R)^{1/2}
 \end{aligned}$$

Para verificar estos planteos tomaré simplemente un ejemplo numérico. Sea entonces el caso siguiente

$$\begin{aligned}
 m &= 2 \\
 n &= 1 \\
 V_p &= 1 \text{ [V]} \\
 R &= 1 \text{ [\Omega]}
 \end{aligned}$$

por lo que verifica

$$\begin{aligned}
 P &= (V_p / n)^2 / R = 1 \text{ [W]} \\
 I_a = I_b &= (m P / 8 n^2 R)^{1/2} = 1/2 \text{ [A]} \\
 R1 &= n^2 R / m = 1/2 \text{ [\Omega]} \\
 P1 &= (2 I_a)^2 R1 = 1/2 \text{ [W]} \\
 \Rightarrow P1 &= P / 2 \text{ verificación}
 \end{aligned}$$

En otras palabras, la energía que proveería el secundario al reflejarse se ve incrementada por la *Correlación* debida a la *autoinducción*.

El Transformador de RF

Hemos desarrollado ampliamente este tema en otro documento que hemos llamado "*Inductores*" y puede verlo. De todas maneras abreviamos aquí las cuestiones fundamentales y básicas.

La inductancia

Al bobinar un inductor ocurre la siguiente consideración de trabajo útil

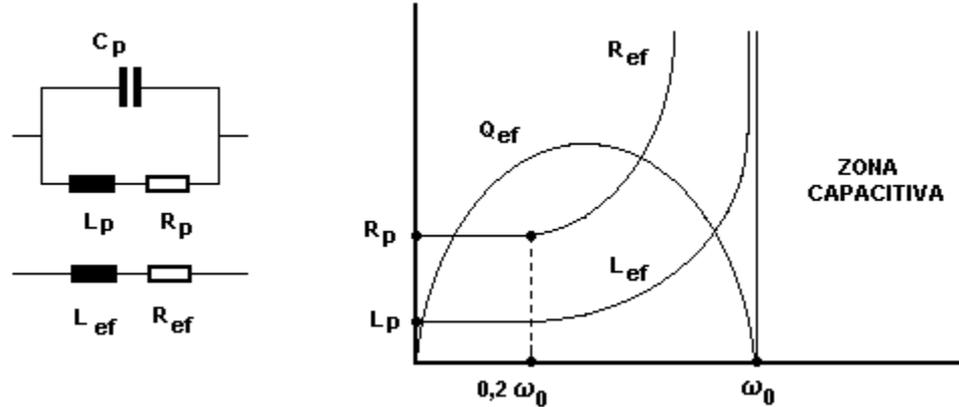
$$\begin{aligned}
 \text{inductancia efectiva} &\longrightarrow L_{ef} \sim L_p / (1 - \gamma) \\
 \text{resistencia efectiva} &\longrightarrow R_{ef} \sim R_p / (1 - \gamma)^2
 \end{aligned}$$

$$Q \triangleq \omega L_p / R_p \rightarrow Q \text{ descargado}$$

$$Q \text{ efectivo} \rightarrow Q_{ef} \triangleq \omega L_{ef} / R_{ef} \sim Q (1 - \gamma) \rightarrow Q \text{ efectivo descargado}$$

$$\gamma = (\omega/\omega_0)^2 \sim \omega^2 L_p C_p$$

$$\omega_0^2 \sim 1 / L_p C_p$$



El transformador real

inductancia o inductancia magnetizante $\rightarrow L_p \triangleq \phi_p / I_p$ (ley de transferencia) \rightarrow **ecuación restringida**

inductancia mutua o autoinductancia (autoinducción) $\rightarrow M \triangleq \phi_s / I_p$ (ley de transferencia)

coeficiente de acoplamiento $\rightarrow k \triangleq \phi_s / \phi_p = M / L_p \rightarrow M / \sqrt{L_p L_s} \rightarrow$ **ecuación completa**

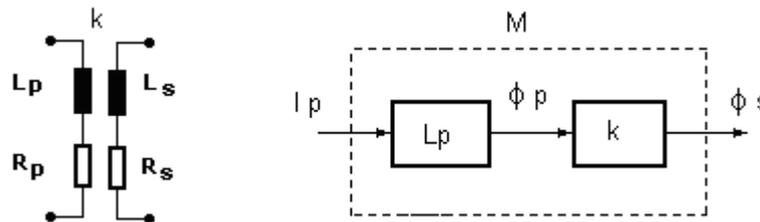
fuerza contraelectromotriz $\rightarrow -M$ (reactancia negativa)

relación de transformación $\rightarrow a \triangleq \sqrt{L_p / L_s} \rightarrow k \sim 1 \Rightarrow a \sim n$

relación de espiras $\rightarrow n \triangleq N_p / N_s$

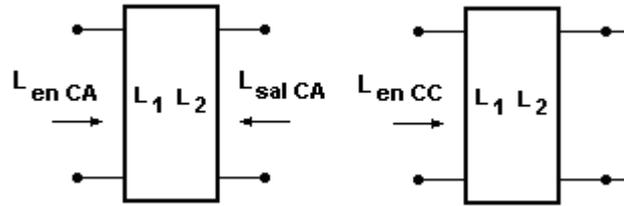
transformador de alto acoplamiento $\rightarrow k \sim 1$

transformador de bajo acoplamiento $\rightarrow k \ll 1$



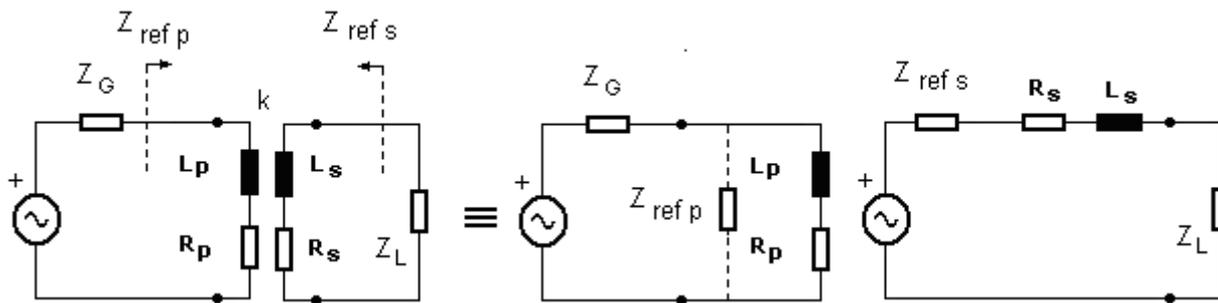
Una forma rápida para obtener los componentes podría ser, entre otras, la siguiente abriendo y cortocircuitando el transformador. Cuando el acoplamiento es bajo $k \ll 1$ resultan

- 1º) $Z_L = \infty$
 $L_{enCA} = \dots$
 $L_{salCA} = \dots$
- 2º) $Z_L = 0$
 $L_{enCC} = \dots$
- 3º) $L_1 = L_{enCA} = \dots$
 $L_2 = L_{salCA} = \dots$
 $L_{enCC} = (L_1 \cdot M) + M // (L_2 - M)$
 $\Rightarrow M = \sqrt{L_2 (L_1 - L_{enCC})} = \dots$
 $k = M / (L_1 L_2)^{1/2} = \dots$



La impedancia reflejada

Conforme a la magnitud del *coeficiente de acoplamiento* k , tendríamos tres circuitos equivalentes posibles y por lo tanto reflejos de la impedancia de carga Z_L que se conecte a su salida. Veámoslos



1º) $k \sim 1$

$$Z_{ref p} = v_p / i_p = n^2 Z_L$$

$$Z_{ref s} = n^{-2} Z_G$$

2º) $k < 1$

$$R_{ref p} = (k / k_1)^4 R_L$$

$$R_{ref s} = (k / k_2)^4 R_G$$

$$k \triangleq M / \sqrt{L_p L_s}$$

$$k_1 \triangleq M / L_p$$

$$k_2 \triangleq M / L_s$$

3º) $k \ll 1$

$$Z_{ref p} = 0 + j 0$$

$$Z_{ref s} = 0 + j 0$$

Las magnitudes típicas

Cuando se posee núcleo de aire o ferromagnético de *ferrite* se tienen:

$$\mu_0 \sim 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Tm/A} = \mu_{ef} / \mu_r \longrightarrow (\mu \text{ aire o vacío})$$

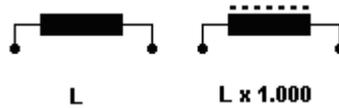
$$B_{SAT} / H_{SAT} \triangleq \mu_{\Delta} (\text{Fe-Si al 99\%}) = \mu_{\Delta} (\text{ferrite}) \sim 0,0025 \text{ Tm/A} \longrightarrow (\text{el material magnético es el mismo})$$

$$\mu_r (\text{Fe-Si al 99\%}) = \mu_r (\text{ferrite}) \text{ o } \mu_{TOROIDE} \sim 2000 \longrightarrow (\text{el material magnético es el mismo})$$

$$B_{SAT} (\text{Fe-Si al 99\%}) \sim 1,3 \text{ T}$$

$$B_{SAT} (\text{ferrite}) \sim 0,5 \text{ T} \longrightarrow (\text{hay menos dominios magnéticos ocupados por la resina})$$

Una inductancia al insertarle *ferrite*, dependiendo de la frecuencia, aumenta de 100 a 1000 veces o más su valor.



Para tener idea de magnitudes podemos recurrir a la siguiente tabla

Frecuencia	100 Hz	1 KHz	100 KHz	1 MHz	10 MHz	100 MHz	1 GHz
Capacitancia asociada (no distribuída sino que le sintoniza)	1 μ F	100 nF	10 nF	1 nF	100 pF	10 pF	1 pF
Inductancia asociada (núcleo de aire)	1 H	10 mH	1 mH	100 μ H	1 μ H	0,1 μ H	0,01 μ H
Q asociado	10	10	100	100	50	10	

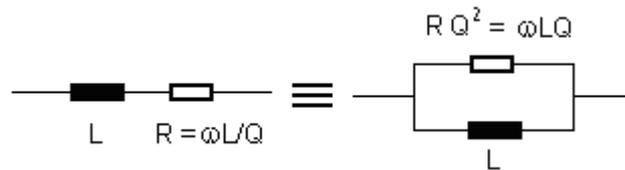
El pasaje de LC serie a paralelo

Definido el *factor de mérito o calidad* de un componente reactivo, es decir cuán inductancia y reactividad posee, al hacerle circular una corriente eficaz I_{ef} se producirá una potencia total *aparente*, y se lo define como el cociente entre su potencia *reactiva* a la *activa*

$$Q = W [\text{VAR}] / P [\text{W}]$$

que determinará

$$Q = I_{ef}^2 \omega L / I_{ef}^2 R = \omega L / R$$



Cabe mencionar que si estamos trabajando un una bobina que se comporta como tal, es de esperar que $Q > 4$. Téngase en cuenta aquí que estamos comparando no 5 veces, sino 16 veces, puesto que es un número en el plano.

Para las aplicaciones de radiofrecuencia es fácil trabajar con estas altas magnitudes de Q, cosa que puede hacerse un pasaje de serie a paralelo como el mostrado teniendo en cuenta la expresión anterior

$$Q = (V_{ef}^2 / \omega L) / (V_{ef}^2 / R_{paralelo}) = R_{paralelo} / \omega L = R_{paralelo} / Q \cdot R$$

Este concepto se puede también extender a capacitores. Cualquier condensador presentará una calidad o *factor reactivo* muy superior a 1 (recuerde que a fines prácticos con que sea a 4 sería suficiente).

De esta manera y generalizando entonces, para cualquier reactancia capacitiva o inductiva que llamamos X y que posea una *facotr reactivo* Q, el pasaje de serie a paralelo se puede memorizar fácilmente:

$$X_{paralelo} \sim X_{serie} \longrightarrow C_{paralelo} \sim C_{serie} \text{ y también } L_{paralelo} \sim L_{serie}$$

$$R_{paralelo} \sim Q^2 \cdot R_{serie}$$

o bien

$$R_{paralelo} \sim Q^2 \cdot R_{serie} = (\omega L / R_{serie}) Q^2 \cdot R_{serie} = Q \omega L$$

y entonces de una manera general en el entorno de resonancia (la X puede ser inductiva como capacitiva)

$$R_{\text{paralelo}} \sim X \cdot Q$$

$$R_{\text{serie}} \sim X / Q$$

Propiedades de las 2 las sintonías

Tanto las sintonías LC serie o paralelo, ambas denominadas “tanques” por almacenar energía (reactiva), poseen características similares y antagónicas. Veamos algunas de ellas.

Si recordamos las transimpedancia del circuito resonante paralelo Z_{PARALELO} y la transferencia del resonante serie T_{SERIE} resultan

$$\omega_0^2 \stackrel{\Delta}{=} 1/LC$$

$$Q \stackrel{\Delta}{=} \omega_0 L / R \geq 4$$

$$x \stackrel{\Delta}{=} \omega / \omega_0 \geq 1 \implies Q x \geq 4$$

$$Z_{\text{PARALELO}} = (1/sC) // (sL + R) = RQ^2 / [1 + jQ(x - 1/x)] = RQ^2 / [1 + jQ(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)]$$

$$|Z_{\text{PARALELO}}| = RQ^2 / [1 + Q^2(x - 1/x)^2]^{1/2} = RQ^2 / [1 + Q^2(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)^2]^{1/2}$$

Para rangos pequeños $0 \leq \Delta\omega \leq B/2$ o sea $x \sim 1$

$$0 \leq \phi = \phi_{(\Delta\omega)} \stackrel{\Delta}{=} 2\Delta\omega / B = 2Q\Delta\omega / \omega_0 \leq 1$$

$$Z_{\text{PARALELO}} \sim RQ^2 / (1 + j\phi)$$

$$|Z_{\text{PARALELO}}|_{(\omega_0)} \sim RQ^2 / (1 + \phi^2)^{1/2} \sim RQ^2$$

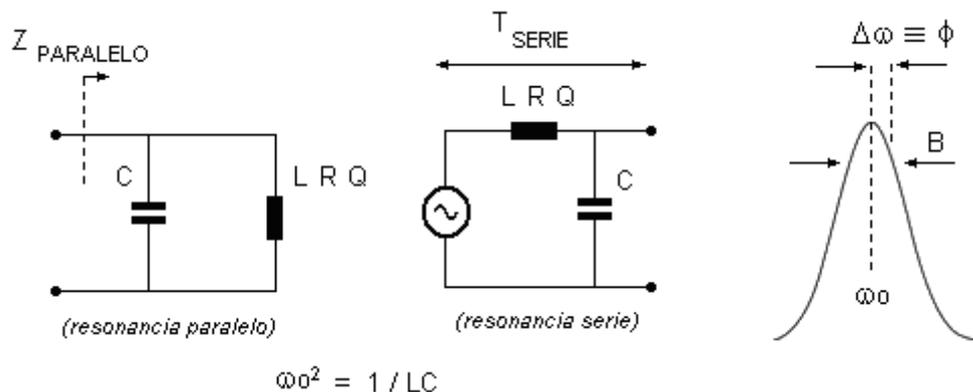
$$T_{\text{SERIE}} = (1/sC) / [R + sL + (1/sC)] = Q / [Q(1 - x^2) + j]$$

$$|T_{\text{SERIE}}| = Q / [Q^2(1 - x^2)^2 + 1]^{1/2} = Q / [Q^2(1 - \omega^2/\omega_0^2)^2 + 1]^{1/2}$$

Para rangos pequeños $0 \leq \Delta\omega \leq B/2$ o sea $x \sim 1$

$$0 \leq \phi = \phi_{(\Delta\omega)} \stackrel{\Delta}{=} 2\Delta\omega / B = 2Q\Delta\omega / \omega_0 \leq 1$$

$$|T_{\text{SERIE}}|_{(\omega_0)} = Q / [(\phi^2 / 4Q^2) + 1]^{1/2} \sim Q$$

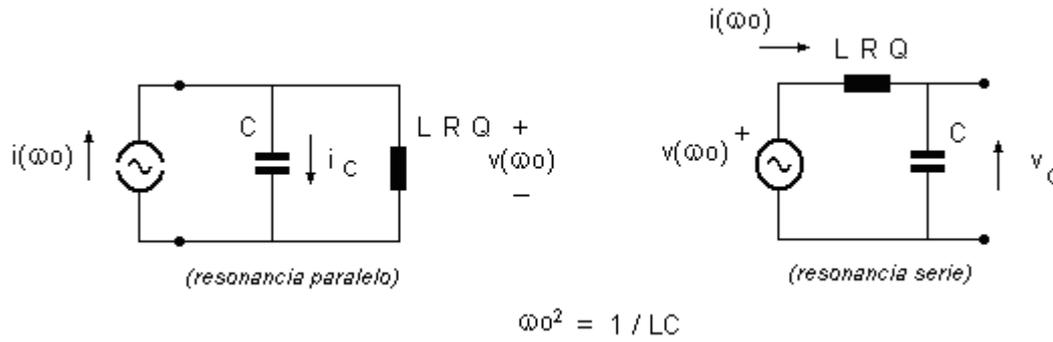


Es de destacar que el circuito tanque serie amplificará Q la tensión aplicada a la frecuencia de resonancia, y el paralelo Q la corriente aplicada. Veamos entonces, primero para el circuito serie y luego para el paralelo

$$Q \stackrel{\Delta}{=} \omega L / R \sim 1 / \omega C R \implies \text{válido para el circuito serie como para el paralelo}$$

$$v_c(\omega) = i(\omega) / sC = i(\omega) \cdot QR = Q \cdot v(\omega) \implies \text{amplificación de tensión en el serie}$$

$$i_c(\omega) = v(\omega) \cdot sC = v(\omega) \cdot 1 / QR = Q \cdot i(\omega) \implies \text{amplificación de corriente en el paralelo}$$



Las 3 zonas de radiacion

Una antena transmisora al ser excitada envía isotrópicamente una radiación donde se destacan **3 dominios espaciales** a una distancia x de la emisión:

Zonas de campo cercano

- $x \ll \lambda \rightarrow$ Zona de energía **reactiva cuasi-estacionaria** con predominancia del campo eléctrico E . en esta zona no hay inducción de ningún tipo y es un área peligrosa para los organismos biológicos.
- $x \sim \lambda \rightarrow$ Zona de energía **reactiva de Fresnel** con predominancia del campo magnético H . En esta zona hay más inducción magnética que electromagnética, es decir, que las antenas prácticamente no poseen resistencia de radiación, sino que se han de trabajar como simples secundario de transformadores.

Zona de campo lejano

- $x \gg \lambda \rightarrow$ Zona de energía **activa de Fraunhofer** con predominancia del campo electromagnético EH . En esta zona existe el campo electromagnético propiamente dicho y las antenas poseen resistencia de radiación.

