Osciladores.

Pasos de arranque.
1) Aplico energía
2) Ruido (Solo en base se realimenta)
3) inicio pequeños
4) Osc estables

Diseño. Osc.

Autopolarización → Una sola fuente Vcc
→ Para una det clase
→ Independiza del β y los cambios de temp.

Red Alto Q → frec mas estable

Velocidad de Arranque → La cte R-C de polarización o de la fuente.

Diseño osc Lazo Abierto

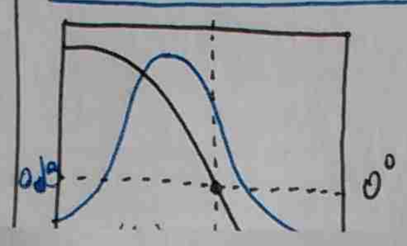
1) Papel
2) Simular (sin parámetros S)
3) Simular (con parámetros S)
4) Optimizar
5) PCB

Técnicas Lineales

Lo veo como circ abierto. no como osc

Método Lazo Abierto

Cuando inician las osc. es un sist. lineal, a medida que crecen, se hace no lineal.



Cond Arranque: 1) frec cruce por cero es $f_{operación}$
2) La ganancia inicial > 0dB en φ_0
3) Pendiente negativa en φ_0. Si hay mult.

↑ Criterio Barkhausen

PLL. → RRC.
↳ Prescaler Doble — estudio ✓
↳ N Fraccional. (NpyA)

EA3

Circulos Estabilidad. ✓

Figuras de ruido.

Transmisor.

Receptor superheterodino. ↓ → Doble cambio freq.

Convolución

Algún Ampli de potencia. (D, E, F y S)

Eq. Randall / Hock?

Oscilador técnica Alecho.

Grafico con 4 curvas. que puso para tal ampli

Ábaco Smith. Cual está Desadaptado.

TMS y TML.

Red Adaptaciones T.

PLL.

Mezcladores

Transm y Receptor.

Ampli RF pequeña señal.

Ampli RF potencia

153 03 8871

154

Electro Viernes

Osciladores.

Pasos de arranque.
1) Aplico energía
2) Ruido (Solo en fase se realimenta)
3) inicio pequeños
4) Osc estables

Diseño. Osc.

Autopolarización → Una sola fuente Vcc; Para una det clase; Independiza del β y los cambios de temp.

Red Alto Q → frec mas estable

Velocidad de Arranque → La cte R-C de polarización o de la fuente.

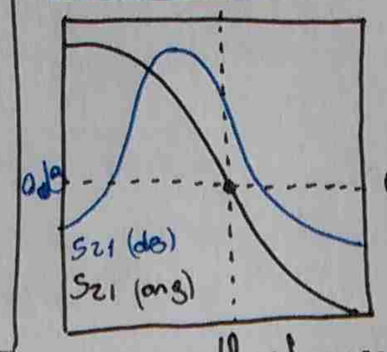
Diseño osc Lazo Abierto

1) Papel
2) Simular (sin parámetros S)
3) Simular (con parámetros S)
4) Optimizar
5) PCB
6) Ajustes

Técnicas Lineales

Lo veo como circ abierto. no como osc. Cuando inician las osc. es un sist. lineal, a medida que crecen, se hace no lineal.

Método Lazo Abierto



φ_0 = foperación

Cond Arranque:
1) frec cruce por cero es foperación
2) La ganancia inicial > 0dB en φ_0
3) Pendiente negativa en φ_0. Si hay mult. φ_0, la negativa > positiva.

↑ Criterio Barkhausen

Objetivos
- Máxima pendiente $\frac{\partial \varphi}{\partial w}$ sea en φ_0
- Ser un amp. estable
- S_{11} y S_{22} pequeños
- Máxima ganancia φ_0 (ideal)
- M_G moderado 3-8dB
  ↳ Ganancia inicial en φ_0 (márgen ganancia)

Corrección Randall/Hock

Se utiliza cuando sea dificil adaptar las impedancias a lazo abierto o cuando sea necesario una predicción max exacta del M_G

Calcular el valor exacto de la ganancia teniendo en cuenta desadapt.

$$G = \frac{S_{21} - S_{12}}{1 - S_{11}S_{22} + S_{12}S_{21} - S_{12}}$$

S_{11} = Coef. Refl entrada; S_{12} = Gan. inversa; S_{21} = Gan. Directa; S_{22}: Coef. Refl. salida

Realimentación Resistiva.

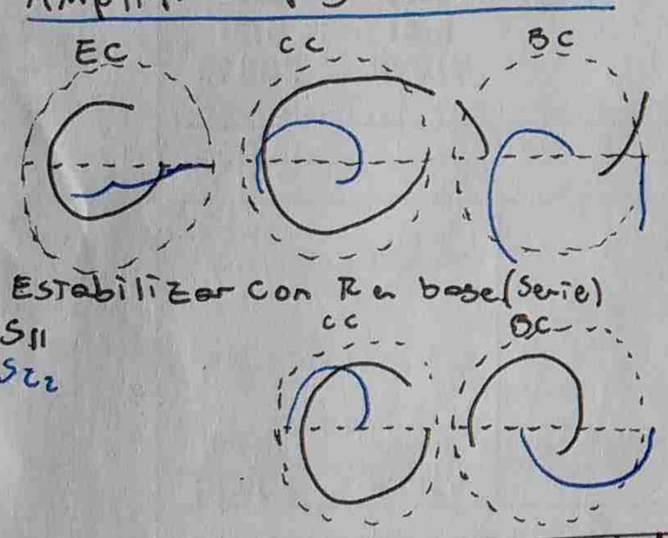
- Reduce la ganancia
- Empeora la figura de ruido

Realimentación por transformador

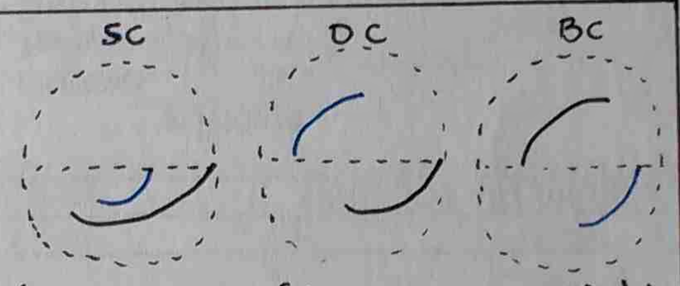
- Mejor figura de ruido que realim res.
- La ind. de pérd de los devanados, determina la resp en alta frec.

$Q_L = \frac{f_0}{BW_{3dB}}$ $\quad Q_U = \frac{X}{R_S}$ Es una medida de reactancia

Amplif. Etapas Sostenimiento.



Estabilizar con R en base (Serie)



La topología SC es la mas estable

SC osc/reson. inversores

PC y DC Resonadores no inversores

PC conduct. Negativa.

Resonador + ≈ p en osc. Afecta → Ruido fase; → Inm. OSC
↳ Acoplador

Q_L es tiene en el diseño de resonadores

$Q_U >> Q_L$ para baja pérd inserción

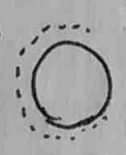
Res Neg

Lazo Abierto → Disp. estables; Top.

Res Neg → Disp Inestables; Top

Controlo osc con un resonador

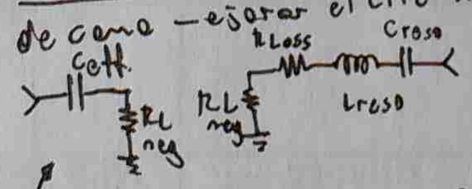
Cond OSC:
1) S_{11} (ang) 0° o 180°
2) S_{11} (mod) > 0dB en 0° o 180°



Circ sintonizado serie

Alechna

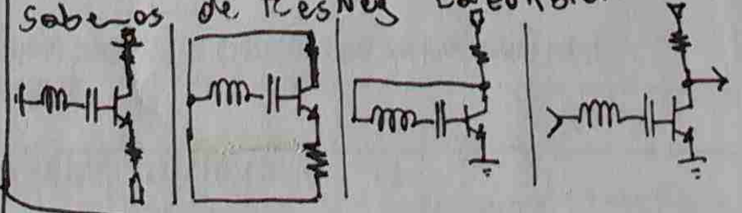
Metodo Res Neg no da inf de como ejecutar el circ ni calcular QL



Peor caso, resuena con Cefl y depende del disp. Agrego Cresa (menor valor práctico)

Manipulo el punto de masa

Res neg → lazo Abierto. Aplicar lo que sabemos de ResNeg Lazo Abierto Cascada

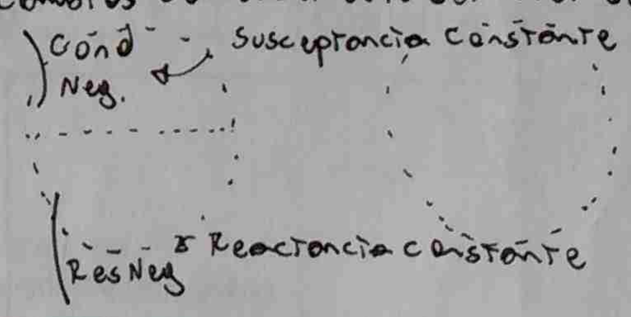


Conductancia Negativa.

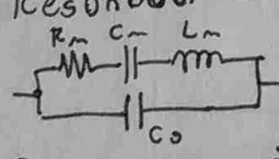
Disp Top → Inestable

Controlo con un resonador paralelo

Cambios con el aumento del nivel de señal



Resonador Cristal



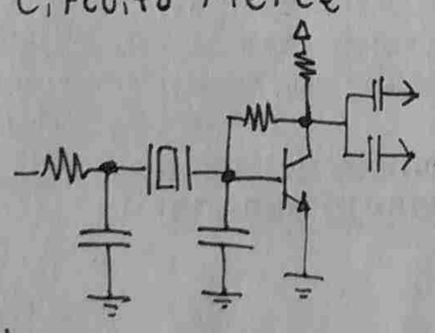
Co: Electrodos

Rm, Cm, Lm: Reso serie.

* 5to Armónico
* Pares sin el pzdo

Q_L muy alto

Circuito Pierce



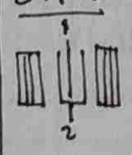
frec serie del Xtal.

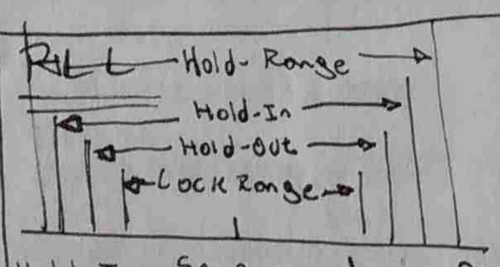
SAW

frec Vs/p hay resonancia

Vs = vel prop.

P = paso inter digital





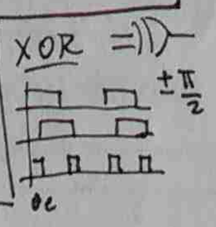
Hold-In = Se engancha > Período

Hold-Out = Cambios bruscos no se deseng.

Lock Range = Cambios bruscos < Período

Hold-Range = sigue la señal cuando cambia lentamente

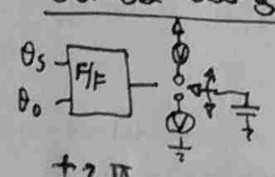
XOR



Controlado por flancos

±π

Bomba carga



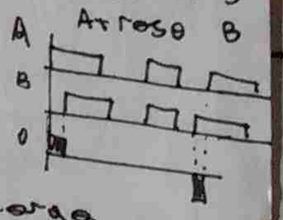
±2π

Comparadores fase.

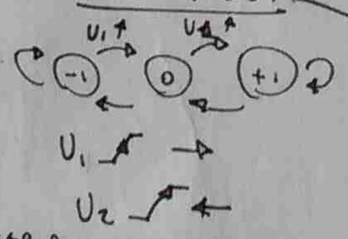
dif fase = 0

Adelanto B

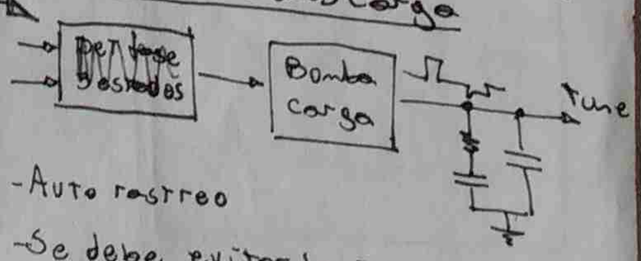
Atraso B



fase a frec.



Det fase y Bomb carga



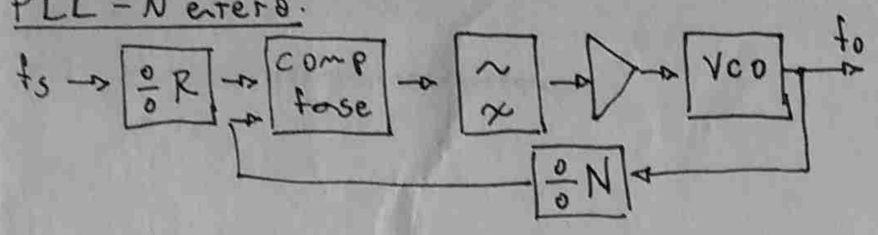
- Auto rastreo
- Se debe evitar la zona muerta en el diseño
- Puede tener error de fase cero

Filtro Bucle.

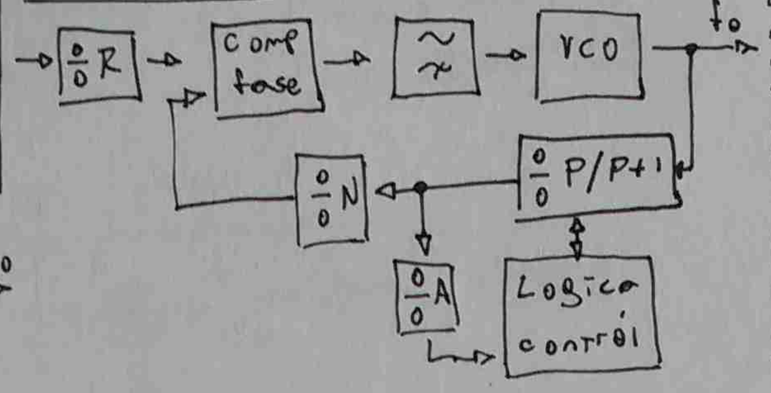
- Elimina Ruido Comp Alta frec comp. fase
- Determina Resp dinámico PLL
  - Rango Dinámico
  - Resp dinámica y Resp transitoria.

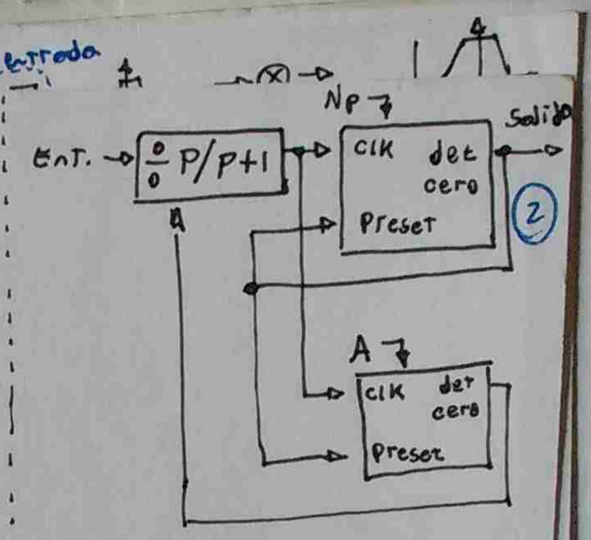
pasivo o Activo

PLL - N entero.

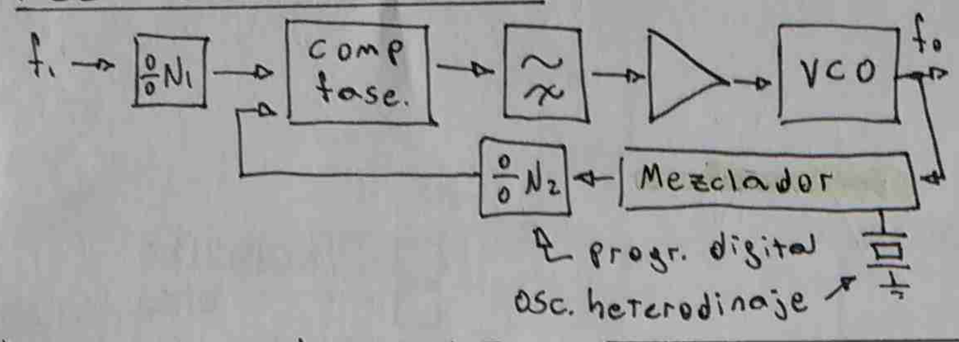


PLL Doble Módulo

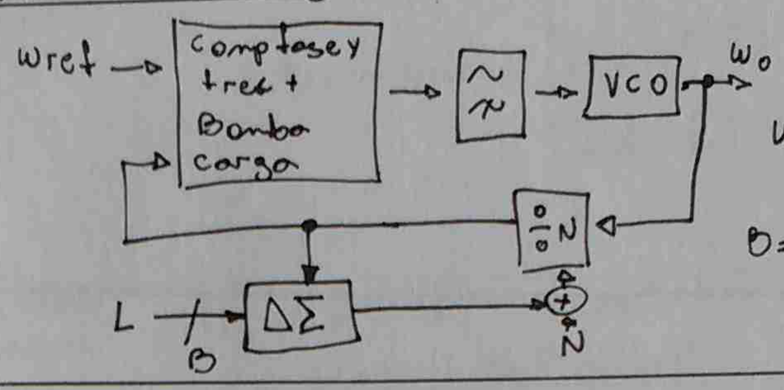




PLL DOWn-Converter



PLL - Delta Sigma.



$W_o = W_{ref}\left(N + \frac{L}{2^B}\right)$

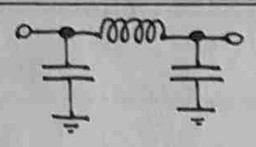
B: Cant bits

Fuentes de ruido en el PLL.

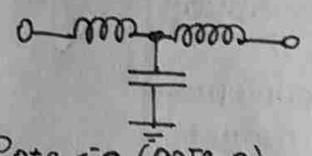
1) Ruido Plano...
2) $\frac{1}{f}$ (flicker)
3) partes fraccionales

Adaptación Impedancias

$Z \to 50\Omega$ PI



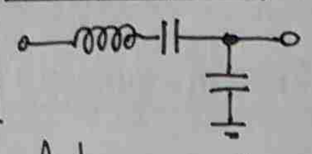
Pasabajos T



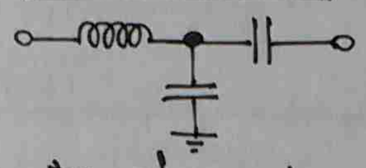
Potencia (antena)

$Z \to 50\Omega$

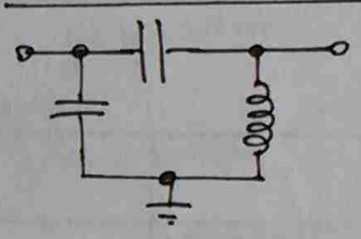
Pasabanda L.



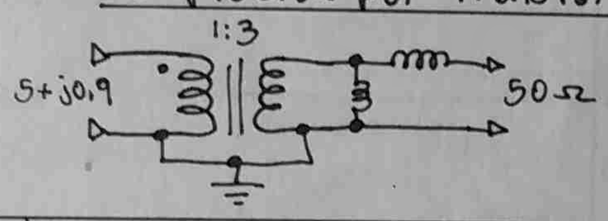
Pasabanda T



Transf. Capacitivo



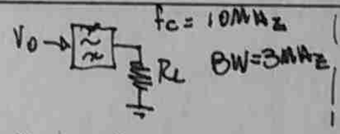
Adaptación por transformador

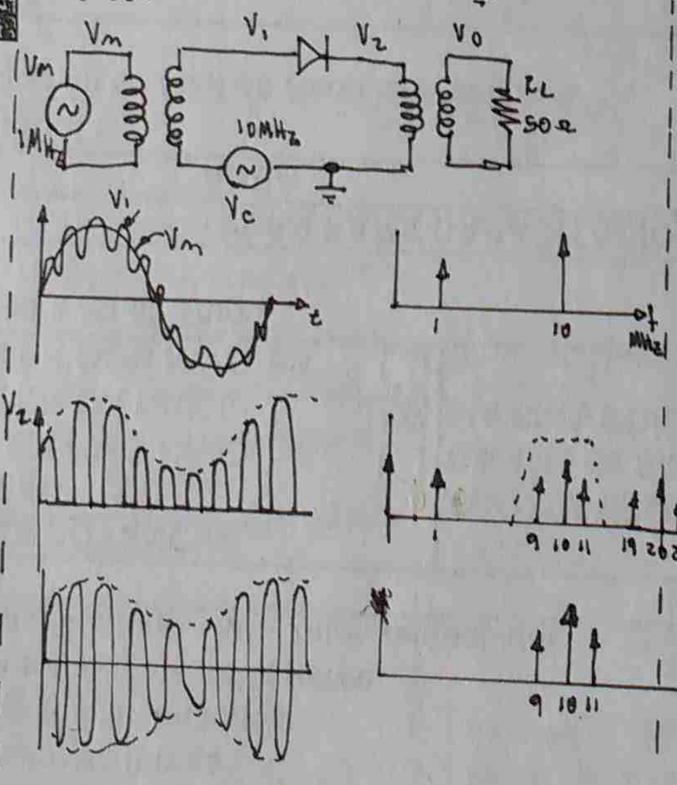


$\frac{50}{3^2} \approx 5$

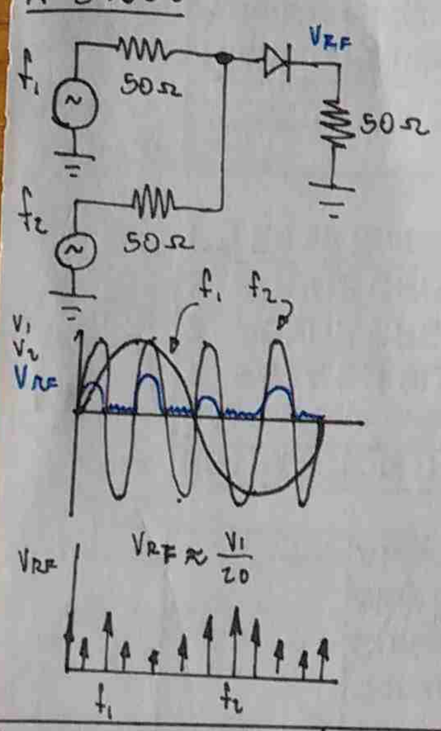
Mezcladores

Terminación única a diodo.

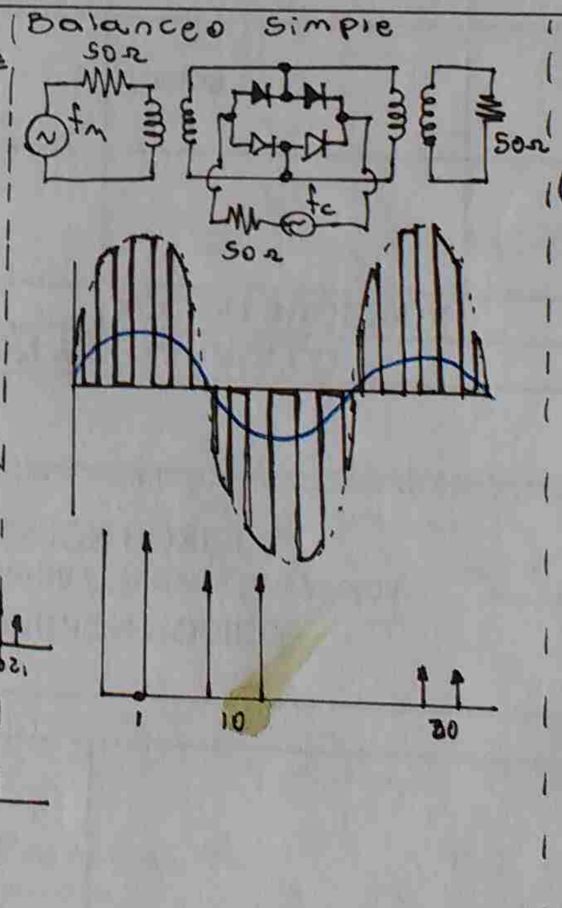




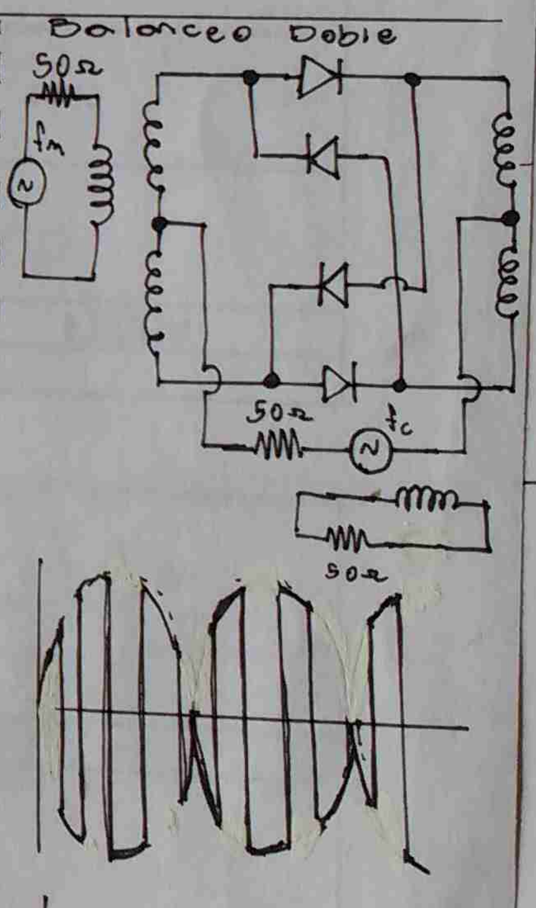
A Diodo



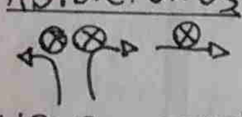
Balanceo simple



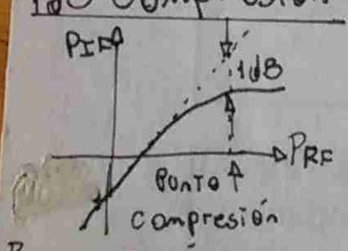
Balanceo Doble



Aislaciones



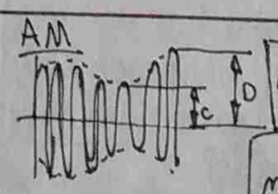
1dB Compresión



Rango Dinámico

Piso ruido hasta 1dB compresión

AM



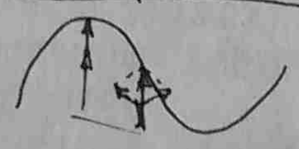
$m_A = \frac{C-D}{C+D}$

$m_A = 10^{\frac{P_{BL}+P_C+6}{20}}$

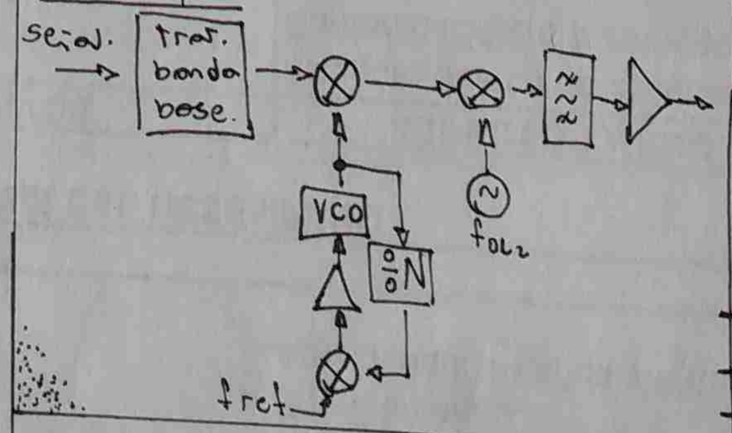
$BW = 2f_m$

$P_L = P_C \frac{m_A^2}{4}$ $\quad P_{TOT} = P_C\left(1 + \frac{m_A^2}{4}\right)$

AM representación fasorial.



transmisor

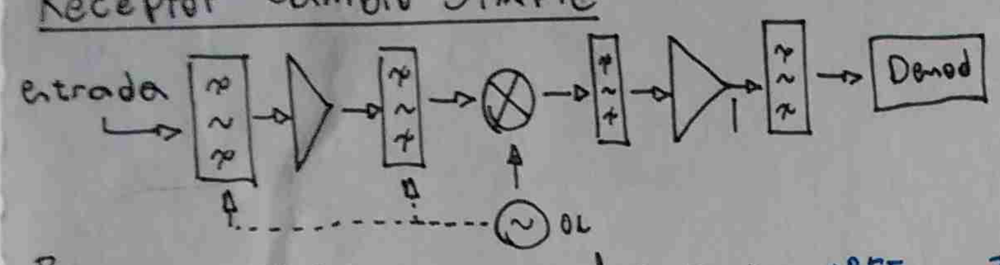


Rendimientos

A → 50%
B → 75%
C → 90%

- Estab Portadora
- Principio adopt. por la Mod.
- Amplif, Adapt y rend etapas finales
- Costo

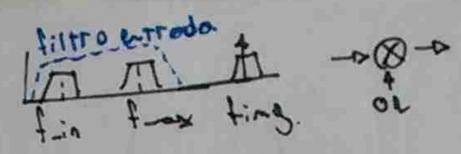
Receptor Cambio Simple



$FI = f_{OL} - f_{RF}$

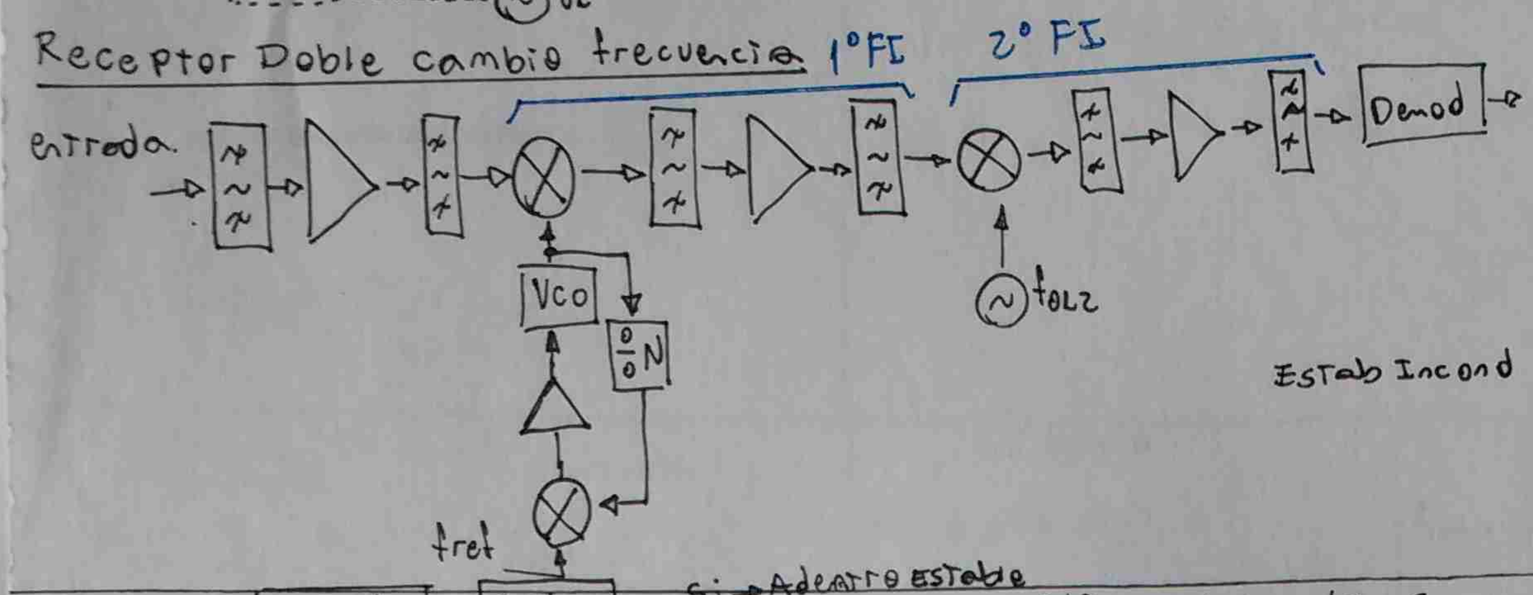
$F_{imágen} = f_{RF} - 2FI$

$F_I > \frac{f_{RF_ax} - F_{RF_in}}{2}$



3

Receptor Doble cambio frecuencia



Estab Incond $\left| |C_L| - \Gamma_L \right| > 1$ para $|S_{11}|<1$

$\left| |C_S| - \Gamma_S \right| > 1$ para $|S_{22}|<1$

Centro estable?

- Si $|S_{11}|<1$ → incl centro? → Si → Adentro estable; NO → Adentro Inestable
- NO $|S_{11}|>1$ → incl centro? → Si → Adentro Inestable; NO → Adentro Estable

$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|$

$K = \frac{1 + |\Delta| - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|}$

$G_{P_ax} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}\left(K - \sqrt{K^2-1}\right)$

Diseño Máxima Ganancia potencia

Unilateral ($S_{12}=0$)
- $\Gamma_{in} = S_{11} \Rightarrow S_{11}^*$
- $\Gamma_{out} = S_{22} \Rightarrow S_{22}^*$

Bilateral ($S_{12} \neq 0$)
- $\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$; $\Gamma_S = \Gamma_{MS}$
- $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$; $\Gamma_L = \Gamma_{ML}$

$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$; $C_1 = S_{11} - S_{22}^*\Delta$

$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$; $C_2 = S_{22} - S_{11}^*\Delta$

$\Gamma_{MS} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}$

$\Gamma_{ML} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}$

Círculos ganancia constante

$G_{TOMAX} = G_{S_ax} + |S_{21}|^2 + G_{L_ax}$

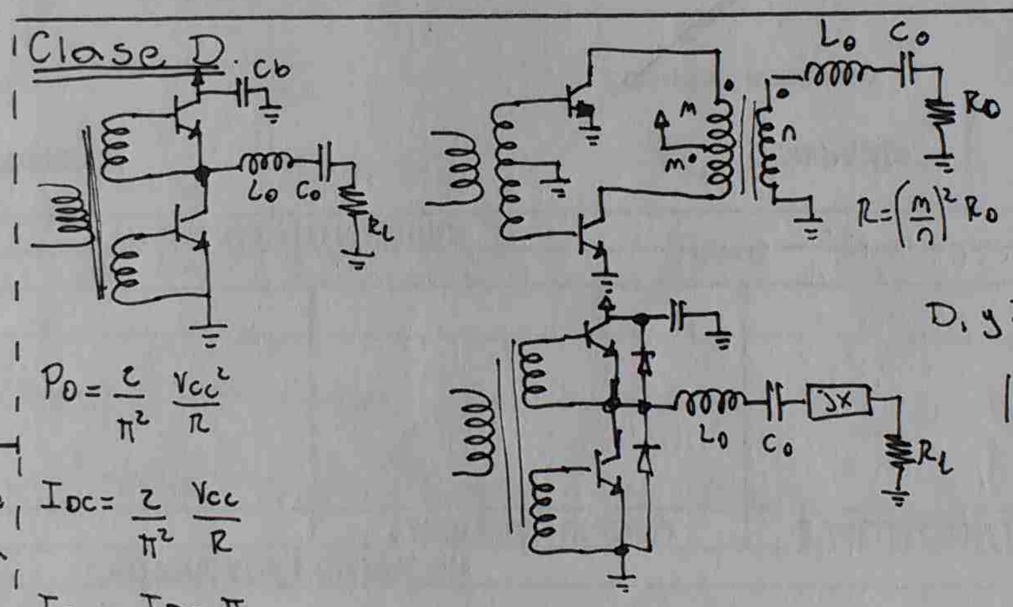
Lo que me falta lo consigo con G_S y G_L (círculos).

Unilateral

Incond. Estable

Bilateral → Pot. Inestable.
- Z_L zona estable
- Γ_{in}^* zona estable
- Γ_L zona estable

Clase D



$P_0 = \frac{8}{\pi^2}\frac{V_{CC}^2}{R}$

$I_{DC} = \frac{8}{\pi^2}\frac{V_{CC}}{R}$

$I_{CM} = I_{DC}\frac{\pi}{2}$

D_1 y D_2 corr inv.

$|Z| \leq \sqrt{2}\cdot R$

$P_0 = \frac{2}{\pi^2}\frac{V_{CC}^2}{R}$

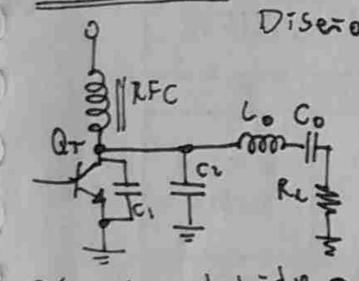
$I_{DC} = \frac{2}{\pi^2}\frac{V_{CC}}{R}$

$I_{CM} = I_{DC}\cdot\pi$

Clase E

Circ. resonante serie.

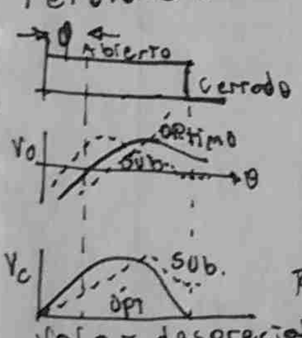
Diseño
1) RFC grande ⇒ $I_{DC} \approx$ cte
2) Q_0 (L_0-C_0) grande $I_L \approx$ sen
3) Diseño Q_T como llave
4) C_T f(C_1 y C_2) no depende de la tensión aplicada.



C_1 = Transistor

C_2 = Valor mínimo práctico

Pérdidas debido a C



$\frac{dV_C}{d\theta} = 0 \Leftrightarrow Q_T$ Activa

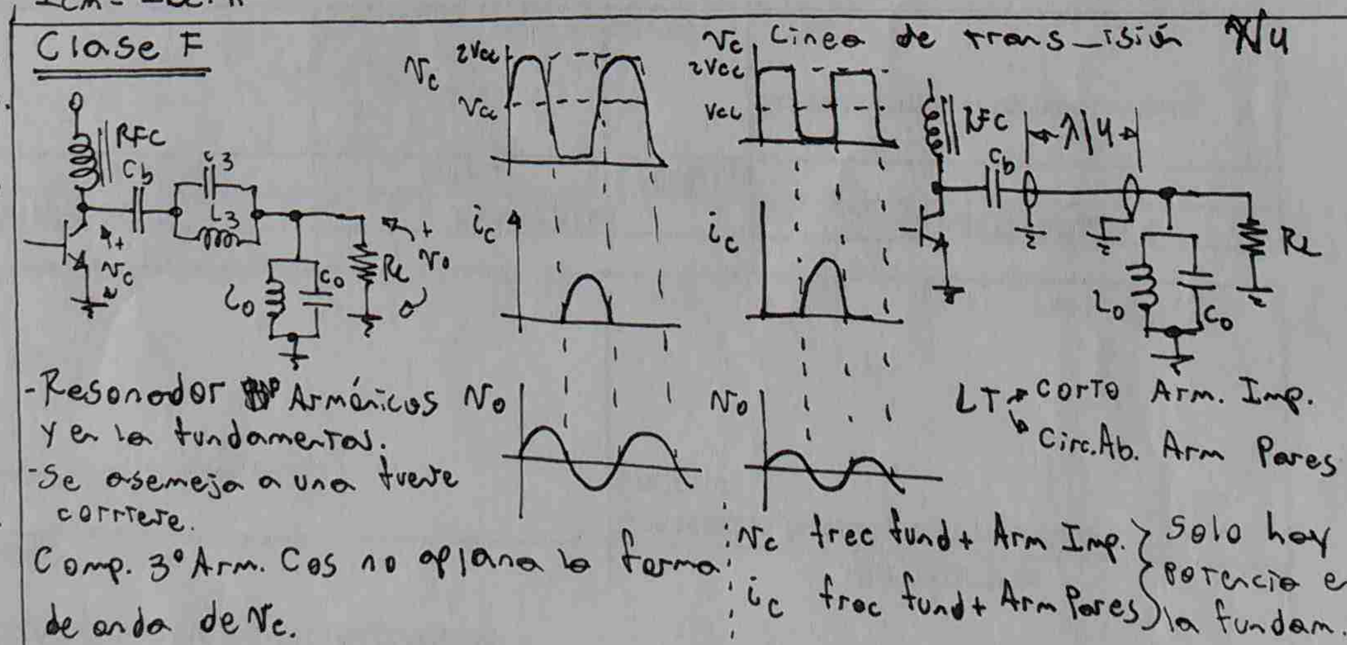
Potencia disipada sea nula

$\Leftrightarrow V_C = 0$

$I_S = 0$

Reduce pérdidas de conm a un valor despreciable. Puedo calc supon. Ic varía linealmente en la conmutación. forma de tensión Parabólica de Colector.

Clase F



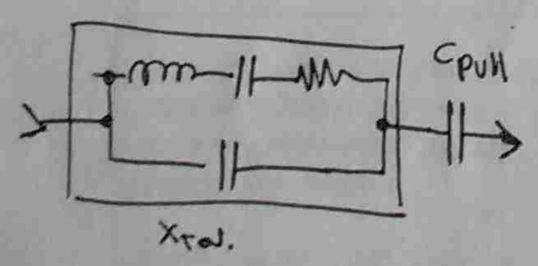
- Resonador Armónicos y en la fundamental.
- Se asemeja a una fuente corriente.

Comp. 3° Arm. Cos no aplana la forma de onda de V_C.

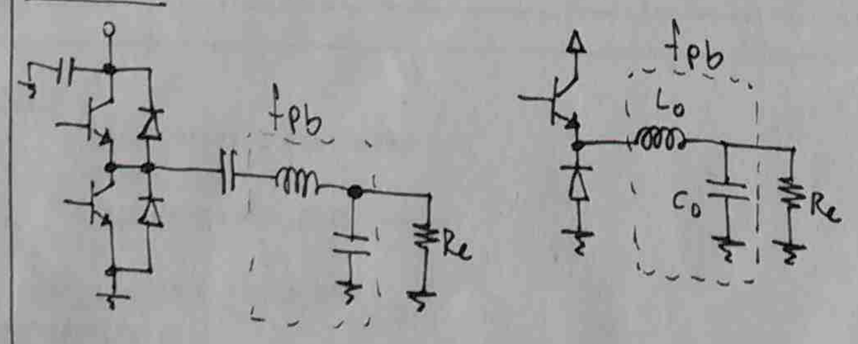
LT → Corto Arm. Imp.
→ Circ. Ab. Arm Pares

V_C frec fund + Arm Imp.
i_C frec fund + Arm Pares
} Solo hay potencia en la fundam.

Pulling.



Clase S



Clase S.

$P_0 = \frac{V_{cc}^2}{4} \frac{1}{2R} = \frac{V_{cc}^2}{8R}$

$\eta = 100\%$ $\quad P_0 = P_{DC}$

$I_{DC} = \frac{V_{cc}}{8R}$

PLL.

$N = \frac{f_{-ex.}}{f_{ch.}}$

$N = N_p \cdot P + A$ $(A=0, P=\text{Dato})$

N_p fracc.? recalculo A ; A init=0.

$N = \frac{f_{-in.}}{f(ch)}$ $\quad \begin{pmatrix} A=0 \\ P=\text{Dato} \end{pmatrix}$

$N = N_p \cdot P + A \Rightarrow N_p$

Atracción?

Clase D

(sin trafo)

$P_0 = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{cc}^2}{R}$

$I_{DC} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{cc}}{R}$

$I_{cm} = \pi I_{DC}$

con trafo

$P_0 = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{cc}^2}{R}$

$R = \left(\frac{m}{n}\right)^2 R_0$

Recalculo V_{cc}

$I_{DC} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{cc}}{R}$

$I_{cm} = \frac{\pi}{2} I_{DC}$

Clase E

$P_0 = 0.577 \frac{V_{cc}^2}{R}$

$I_{DC} = \frac{P_0}{V_{cc}}$

$B = \frac{0.1836}{R}\left(1 + \frac{0.81 \cdot Q}{Q^2+4}\right)$

$X = \frac{1.11\,Q}{Q-0.67} \cdot R$

$C_0 = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot QR}$

$V_{c-ex} = 3.56\, V_{cc}$

$I_{c-ex} = 2.86\, I_{DC}$

Clase F

$V_{om} = \sqrt{P_0 \cdot 2 \cdot R}$ $\quad V_{om} = \frac{9}{8} V_{cc}$

$V_{cmax} = V_{om} \cdot 2$

$I_{cm} = \frac{V_{om}}{R_0}$

Los contornos de PAE (η_{ADD}) muestran los valores de impedancia obtenidos a partir del load pull para los cuales PAE = cte.

Bajas frec $\rightarrow$ PAE sigue R = cte.

$\hookrightarrow$ P_0 sigue G = cte $\leftarrow$ Conductancia

El PAE es un parámetro cualitativo para determinar el rendimiento de un amplificador de potencia ya que incluye la potencia de entrada de RF

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} = \frac{P_{out}\left(1 - \frac{1}{G}\right)}{P_{DC}}$$

FECHA:

HOJA: 1

OSCILADORES.

Osciladores: Operación:

Un oscilador clase A (sinusoidal) arranca por la siguiente secuencia de sucesos.

1) Se aplica potencia al dispositivo activo del oscilador.

2) El ruido o el transistorio de encendido causa que el oscilador arranque. El ruido o un impulso abrupto genera señales de todas las frecuencias, pero solo para aquellas en que la realimentación es regenerativa se establecerán las oscilaciones.

3) Al comienzo la potencia de la señal sinusoidal es pequeña. El exceso de potencia se disipa.

4) El oscilador genera ondas sinusoidales de frecuencia y amplitud estable.

Particularidades en el diseño de un Oscilador.

Autopolarización del dispositivo. Permite el uso de una única fuente de Vcc. Establece el punto de polarización para una determinada clase de operación. Atenua los efectos debido a las variaciones del beta. Estabiliza el dispositivo activo ante amplias variaciones de temperatura.

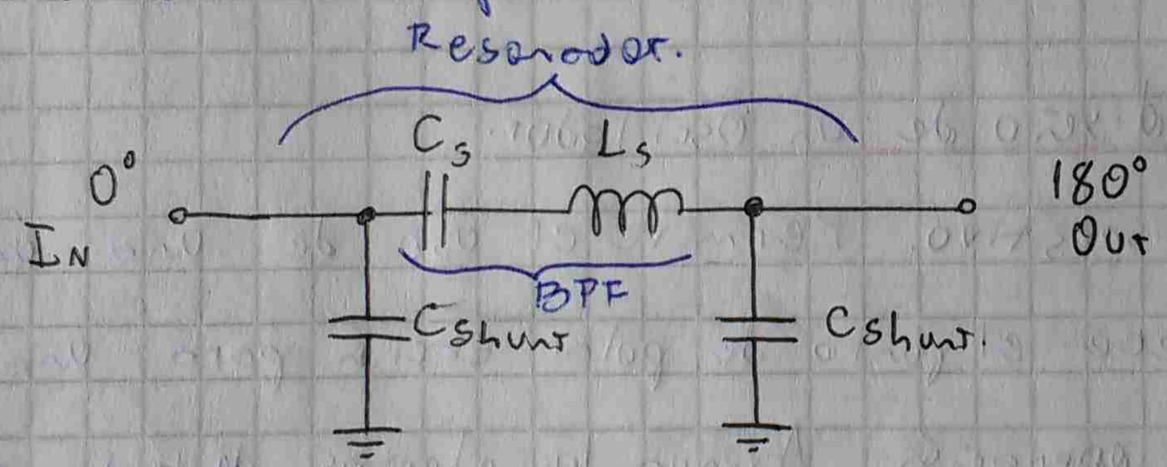
La frecuencia de oscilación de RF, en un oscilador realimentado con una red de alto Q, será mucho mas estable, ya que, las variaciones de las reactancias internas del transistor, producidas por variaciones de la Vcc y temperatura, como también las variaciones de lote a lote en las caract. de los trans., producirán cambios de frecuencia muchísimos mas pronunciados en osciladores de bajo Q (L-C) que en osciladores de alto Q.

NOTA:

Un oscilador comienza a oscilar por el escalón de tensión aplicado a la entrada producido al alimentar el mismo. La velocidad a la cual arranca depende del tiempo en que demoran cargarse los capacitores de polarización, o la constante R-C de la fuente de alimentación.

Los capacitores de la red de realimentación del oscilador deben ser del tipo NPO, para que la deriva de la frecuencia de oscilación sea mínima en condiciones normales en las variaciones de temperatura.

Un circuito sintonizado serie con acoplamientos capacitivos en derivación, produce un desplazamiento de fase de 180° y filtrado pasabanda. Entonces es posible forzar la frecuencia de operación a un valor específico.



Metodos de simulación de osciladores.

Gran parte de la fase final del diseño debe ser optimizada en un banco de pruebas de laboratorio. Esto en parte a las imprecisiones del modelo no lineal del dispositivo activo.

Si la simulación se realiza con un simulador basado en el SPICE, los componentes, trazos y parásitos del PCB no serán tenidos en cuenta, y tampoco desplazamientos de fase provocados por la longitud de las pistas.

Se deben utilizar programas para simulación de circuitos RF que usen parámetros S.

Pasos Diseñar Oscilador Lazo Abierto:

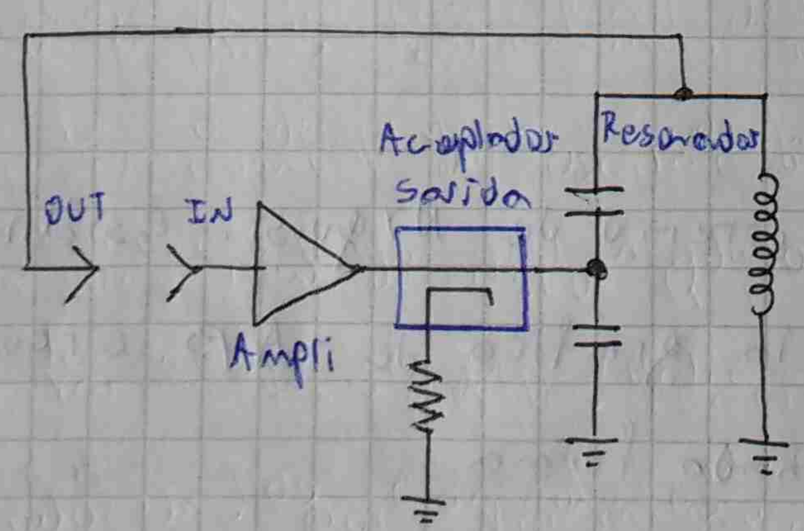
1) Diseño en papel utilizando ecuaciones disponibles.
2) Simular y optimizar sin tener en cuenta modelo parámetros S.
3) Optimizar incluyendo microstrip, y modelo parámetros S.
4) Si se dispone de un simulador no lineal optimizar el diseño.
5) Diseñar el PCB y fabricarlo.
6) Realizar ajustes en el banco de ensayos.

Técnicas Lineales:

Para el análisis mediante simulación son populares dos métodos: el análisis de la respuesta a lazo abierto de 2 puertos y la resistencia o conductancia negativa de 1 puerto.

1) Método Lazo Abierto:

Se consideran las características del circuito a lazo abierto en lugar de considerarlo como un oscilador. El amplificador proporciona la energía para el sistema y a veces se lo llama etapa de sostenimiento.



Condiciones de arranque.

Cuando el bucle está cerrado, se inician las oscilaciones hasta un nivel donde la no linealidad establece una condición de régimen estable con una ganancia de 0dB. o 1. El comportam

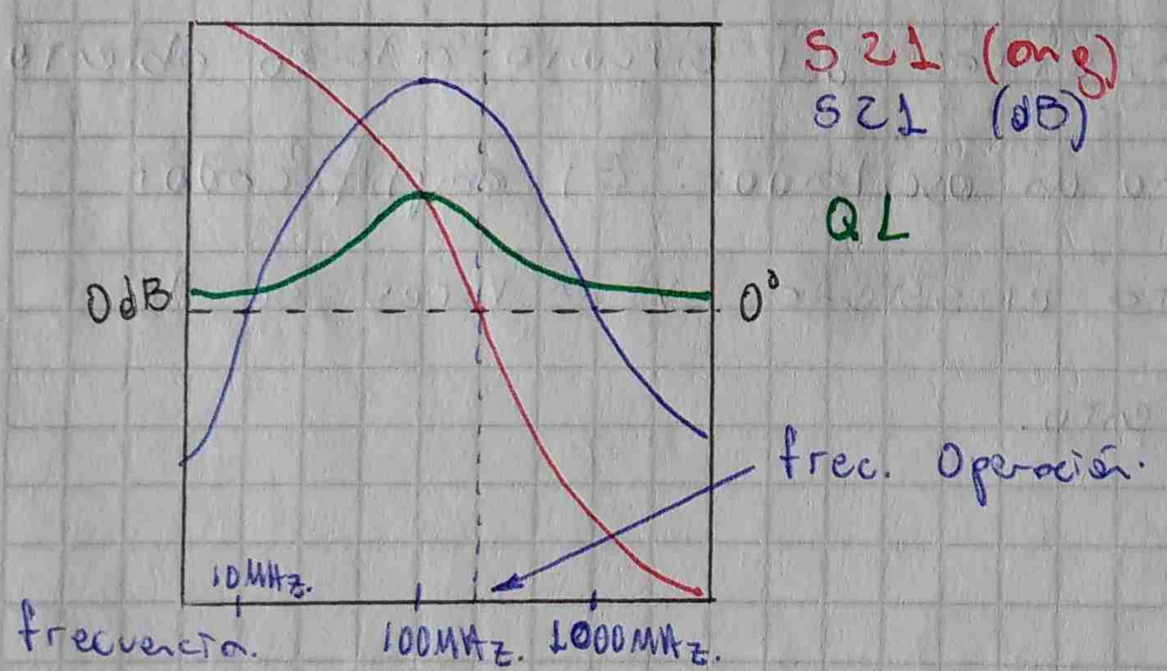
Tanto no lineal reduce la ganancia, desplaza la fase y modifica las impedancias características del amplificador.

Cuando comienza la oscilación los niveles de tensión son bajos y el sistema es lineal puro. A medida que aumenta la amplitud de las oscilaciones el sistema se convierte en no lineal.

Las condiciones necesarias para el arranque se pueden determinar del Bode de la respuesta a lazo abierto del oscilador:

1) La frec. de la fase de cruce por cero, ϕ_0, es la frec. de oscilación.
2) La ganancia inicial debe ser mayor de 0dB a ϕ_0.
3) La pendiente de la fase en ϕ_0 debe ser negativa, y si hay múltiples ϕ_0, la cantidad con una pendiente de fase negativa debe ser superior a la cantidad con pendiente positiva.

Estas condiciones necesarias se denominan <u>criterio de Barkhausen</u>.



Una técnica alternativa es el criterio de Nyquist. Establece que un sistema es inestable si la gráfica de $-A\beta$ circunda el punto $-1+j0$ de una determinada forma.

Objetivos del oscilador a lazo abierto son:

1) La máxima pendiente $\partial\phi/\partial\omega$ se produzca en ϕ_0.

2) Ser un amplificador estable.

3) S_{11} y S_{22} sean pequeños

4) Que la máxima ganancia ocurra en ϕ_0

5) El margen de ganancia debiera ser moderado 3 a 8 dB.

La ganancia inicial en ϕ_0 se conoce como márgen de ganancia.

Requerimientos de adaptación:

Las respuestas de ganancia y fase a lazo abierto de un potencial oscilador se obtienen la primera vez mediante simulación.

No necesariamente S_{11} y S_{22} del circuito a lazo abierto del oscilador están adaptados a esta impedancia de referencia. Por lo tanto, cuando el lazo se cierra, las condiciones de terminación no corresponden con la simulada o la medida, lo que resulta en un error de predicción

Relaciones entre Impedancia y adaptación:

$$Z_n = Z_0 \cdot \frac{1+S_{nn}}{1-S_{nn}} \qquad VSWR_n = \frac{1+|S_{nn}|}{1-|S_{nn}|}$$

donde n es el número del puerto y Z_0 es la impedancia de referencia.

$$|S_{nn}|(dB) = 20 \log|\rho_n| \qquad L_A(dB) = -10 \log\left(1-|\rho_n|^2\right)$$

$$|\rho_n| = \frac{VSWR-1}{VSWR+1}$$

donde ρ_n es el coeficiente de reflexión del puerto n y L_A es la pérdida de transmisión debido a la reflexión ignorando la disipación.

Errores de adaptación:

Si las impedancias de entrada y salida del oscilador a lazo abierto no están adaptadas a la impedancia de referencia de análisis, entonces el análisis no representa lo que sucederá cuando el lazo se cierre.

Signo del error por desadaptación:

Cuando los parámetros S de los puertos son similares y cerca del eje real de la carta de Smith, la impedancia de referencia se puede cambiar para que S_{11} y S_{22} queden en el centro del gráfico, lo que mejora la predicción del margen de ganancia.

El margen de ganancia predicho por la simulación o medición puede ser bajo (pesimista) o alto (optimista), en función de la fase de los parámetros S de los puertos. No solo el márgen de ganancia se altera por la desadaptación, si no también la frecuencia de ϕ_0 y la pendiente de la frec. de fase.

Corrección de Randall/Hock

El método mas simple para reducir el error de predicción es diseñar la cascada del lazo abierto del oscilador con una adaptación razonable. Esto no se logra añadiendo redes de adaptación al circuito.

Cuando sea difícil adaptar las impedancias de lazo abierto o cuando sea necesario una predicción mas exacta del márgen de ganancia (porque el márgen de ganancia es bajo), se aplica la expresión de Randall/Hock, que permite determinar el valor exacto de la ganancia teniendo en cuenta las desadaptaciones.

NOTA:

$$\frac{S_{21}-S_{12}}{1-\begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix}-2S_{12}}$$

$$\boxed{G=\frac{S_{21}-S_{12}}{1-S_{11}S_{22}+S_{21}S_{12}-2S_{12}}}$$

exp. Randall/Hock.

La ecuación es exacta. Cuando el lazo se abre en cualquier punto se obtienen los mismos resultados. Incluso puede ser abierto dentro del mismo resonador.

Resumen Adaptación.

Un objetivo del proceso de diseño del oscilador es utilizar el resonador como una red de adaptación para que los parámetros S de los puertos sean tan pequeños como sea posible.

Cuando el margen de ganancia es pequeño, lo cual puede ocurrir con algunos dispositivos activos o cuando se requiere una mayor precisión de la predicción, es conveniente aplicar la ecuación de Randall/Hock.

Alineación de la máxima pendiente de la fase.

Es muy conveniente para el comportamiento del oscilador que la pendiente de la fase sea la máxima para la frecuencia de funcionamiento.

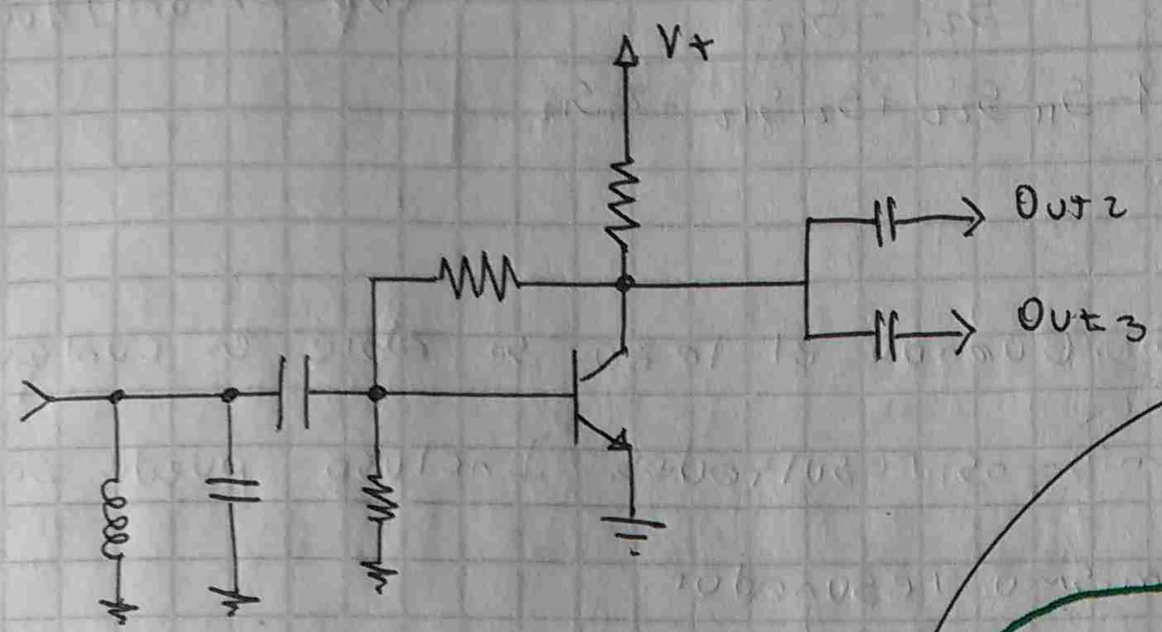
Ganancia Moderada.

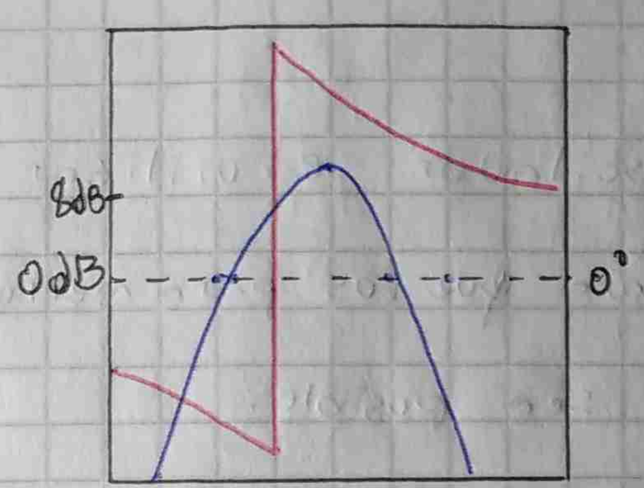
Un error común es el diseño del circuito a lazo abierto para el máximo margen de ganancia, o en el caso de un análisis de un oscilador por resistencia negativa, el diseño para el máximo valor de res negativa.

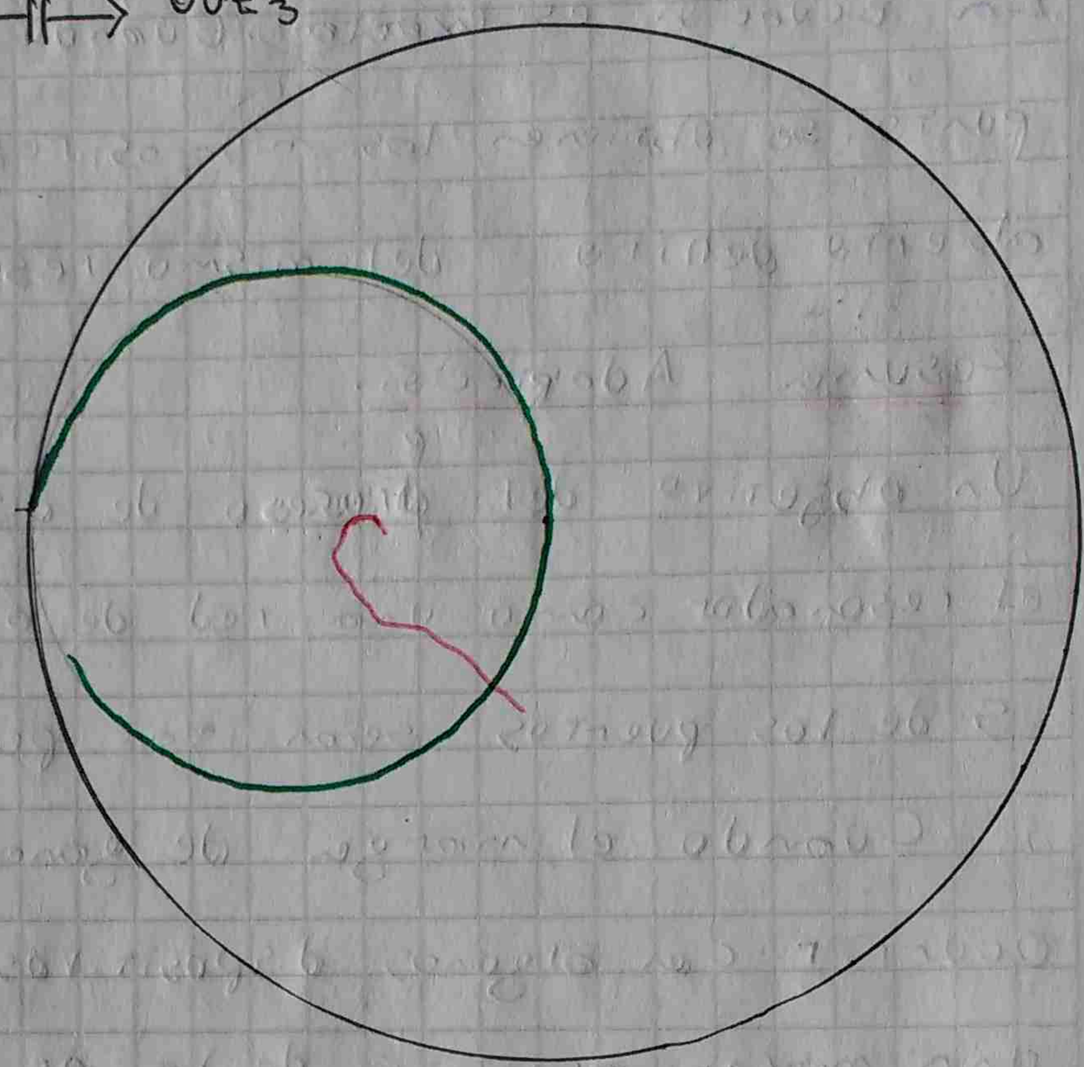
Un margen de ganancia grande, lleva a una compresión excesiva que produce muchos armónicos, modos de oscilación espúreos y una performance de ruido degradados. Una ganancia

de 3 a 8 dB es un típico valor de diseño.

Combinación resonador amplificador elegida arbitrariamente.







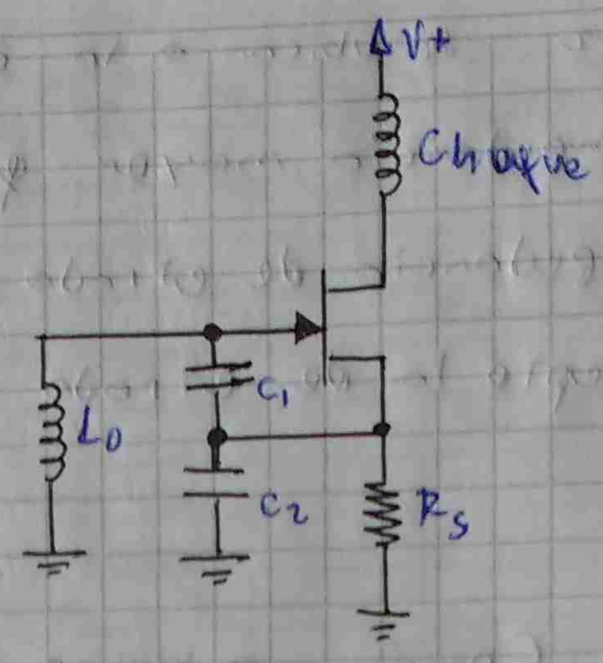
Adaptación casi perfecta a 50 Ω. El pico de la ganancia es ligeramente mayor a 8dB.

La fase de transmisión de lazo abierto es de 146° en el pico de la ganancia y no intersecta los 0° en cualquier frec. en la que el margen de ganancia es mayor que 0 dB.

Cuando se diseña un oscilador se debe tener en cuenta el desplazamiento de la fase del dispositivo activo de transmisión a la frecuencia de funcionamiento deseada, el desplazamiento de fase del resonador en el pico de la amplitud de la ganancia, el impacto de los parásitos del PWD (Printed Wired Board) y la longitud eléctrica del trazo.

Topologías estandar.

Colpitts Moderno (JFET)

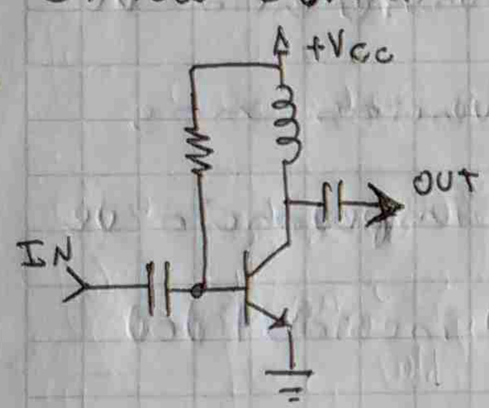


Amplificador para las etapas de sostenimiento.

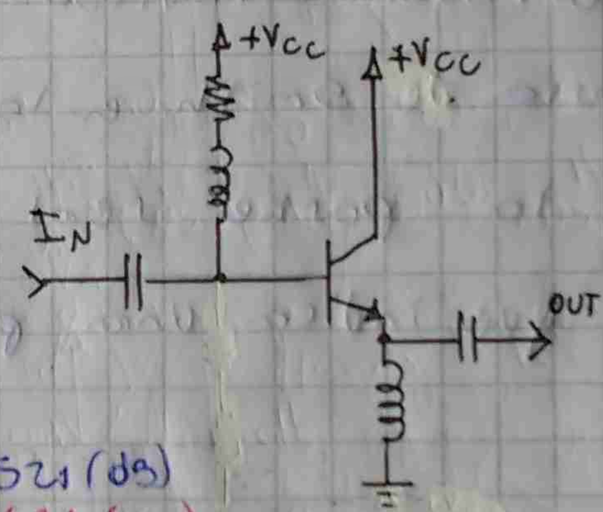
Debe proveer ganancia y potencia de RF para mantener la oscilación.

Debe ser estable, tener una ganancia moderada y bajo ruido.

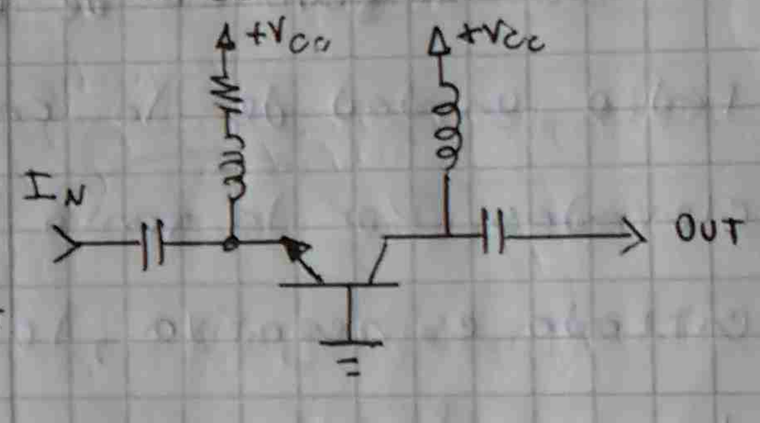
Emisor Común

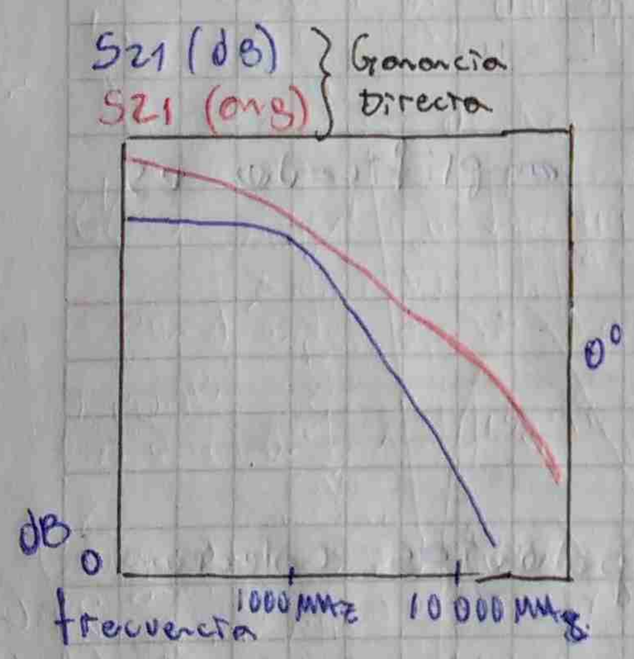


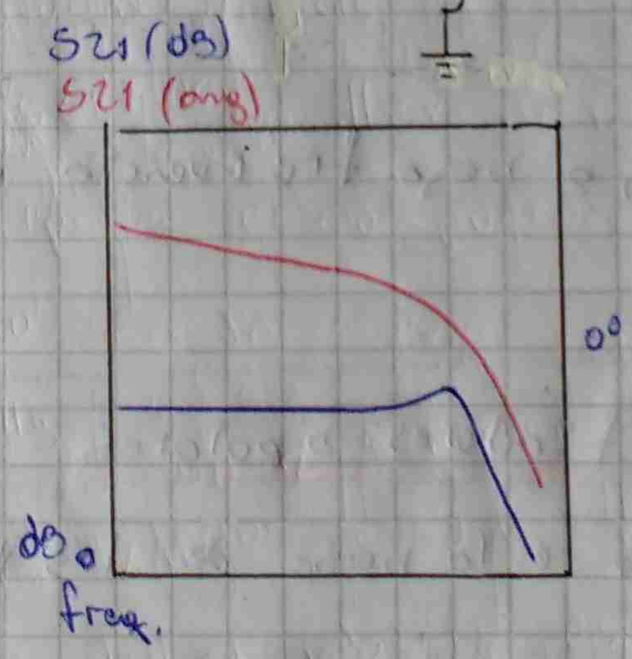
Colector Común

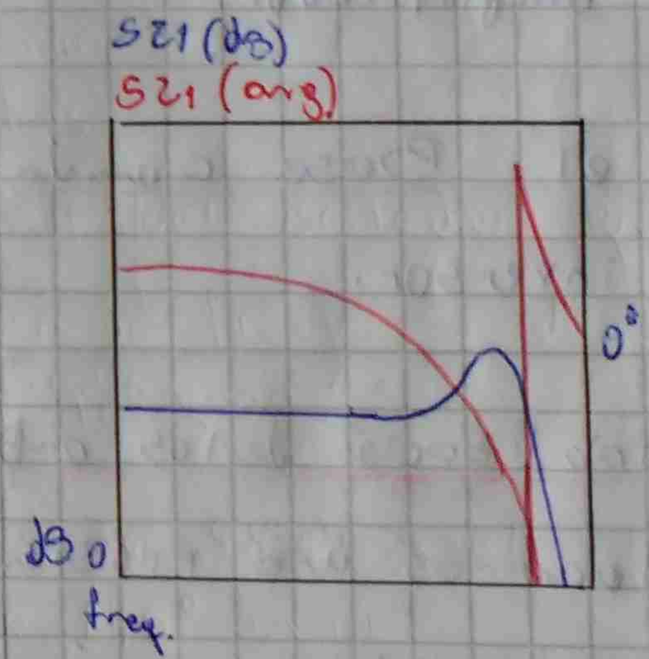


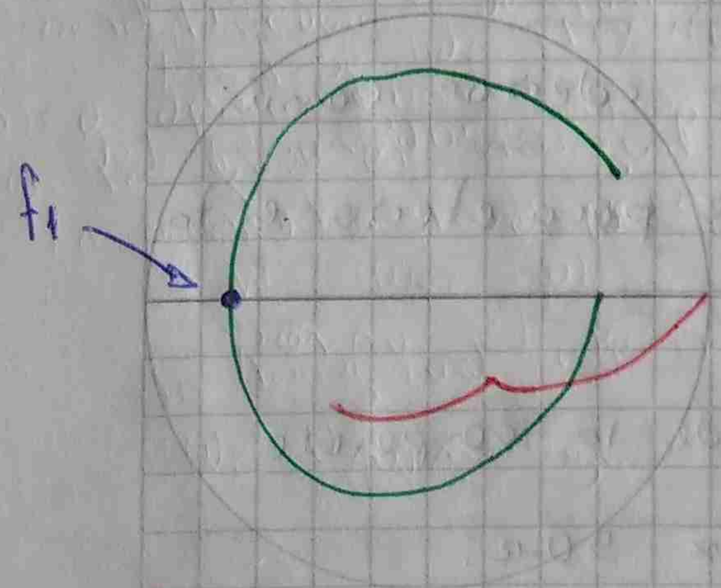
Base Común

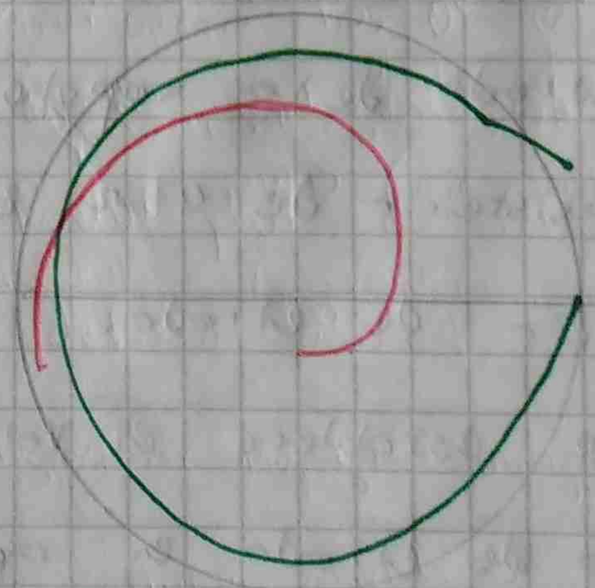


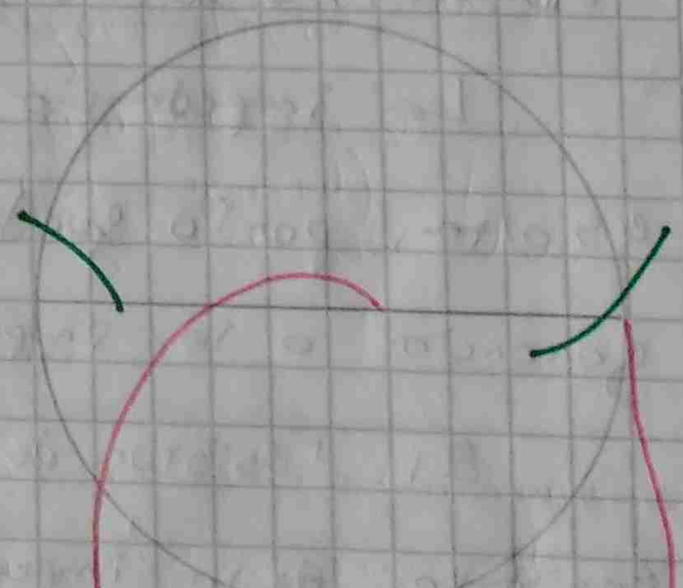












S_{11} = Coef. Refl. entrada.
S_{22} = Coef. Refl. Salida

S_{11}
S_{22}

S_{11}
S_{22}

Para la topología Emisor Común, a baja frecuencia tanto S_{11} como S_{22} se ubican a la derecha del centro de la carta con una impedancia mayor que 50Ω.

Tanto la impedancia de entrada como la de salida son capacitivas excepto la de entrada que es inductiva por encima de f_1.

Para el Colector Común a bajas frecuencias el ángulo de $S_{21} = 0°$, por lo que el amplificador es no inversor.

La baja ganancia es causada por una alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida.

La impedancia de entrada atraviesa la circunferencia de radio unidad de la carta de Smith en las frecuencias mas elevadas. Por lo tanto la parte real de la impedancia de entrada es negativa, lo que indica una potencial inestabilidad del amplificador.

En el Base común, a baja frecuencia el amplificador es no inversor.

Estabilización de los amplificadores bipolares.

Colocamos una resistencia en la base de las topologías colector común y base común.

La impedancia de entrada de la topología colector común es alta, por lo que la resistencia de 47Ω tiene poco efecto en la ganancia o la impedancia de entrada.

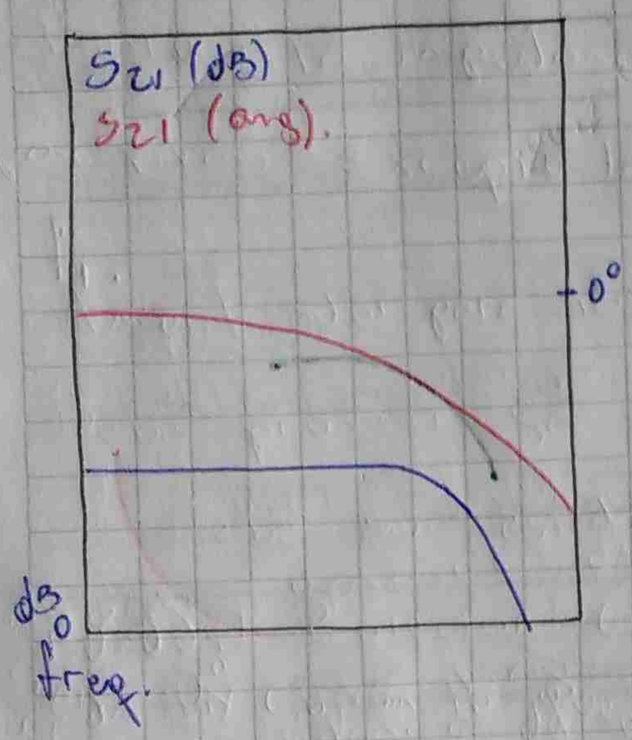
El resistor de 47Ω establece el valor de la componente resistiva de la impedancia de entrada en aprox 50Ω.

El ancho de banda se reduce pero el circuito se estabiliza.

NOTA:

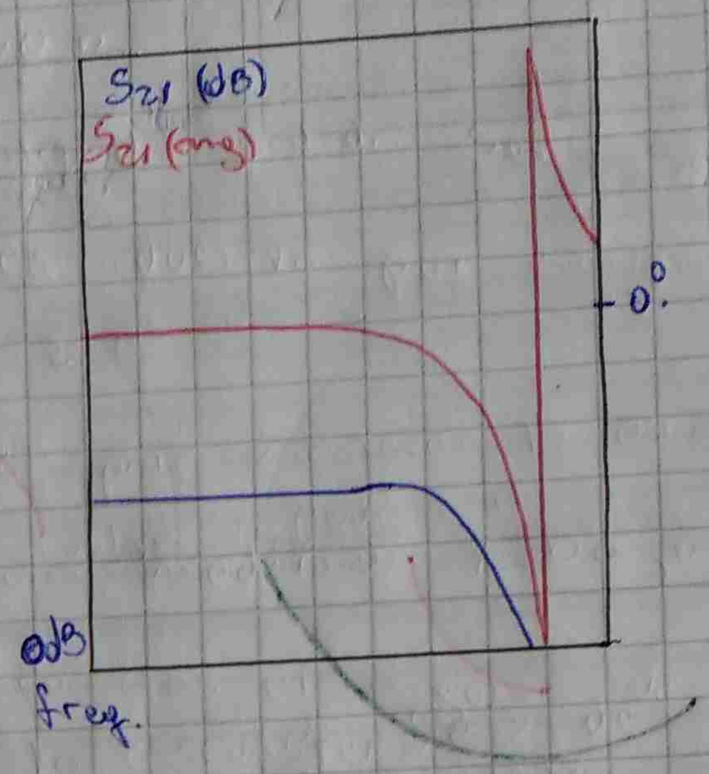
La topología base común con resistencia en la base (serie) estabiliza la topología.

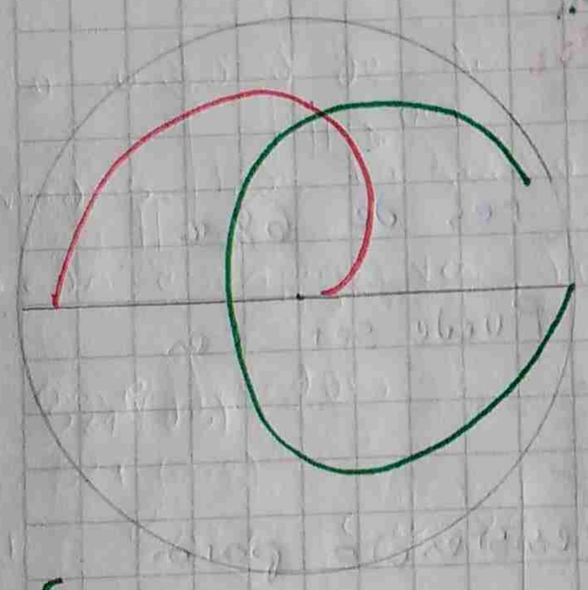
Colector - Común

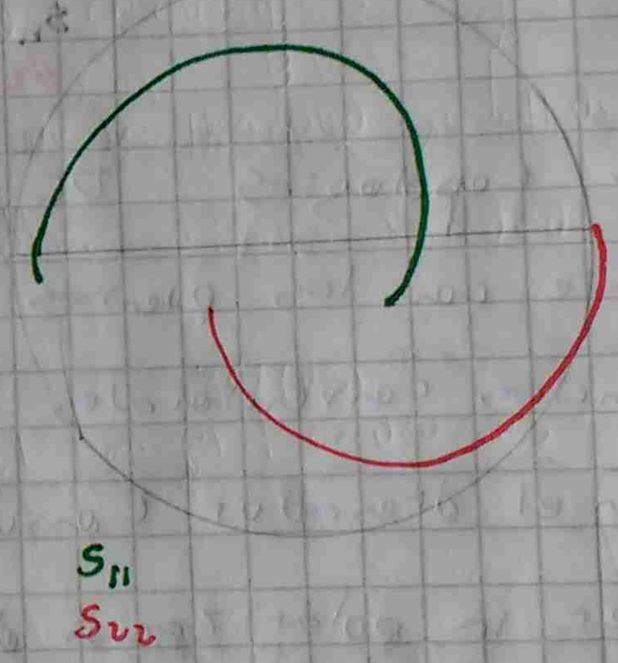


Diagramas con las resistencias de 47 Ω en serie.

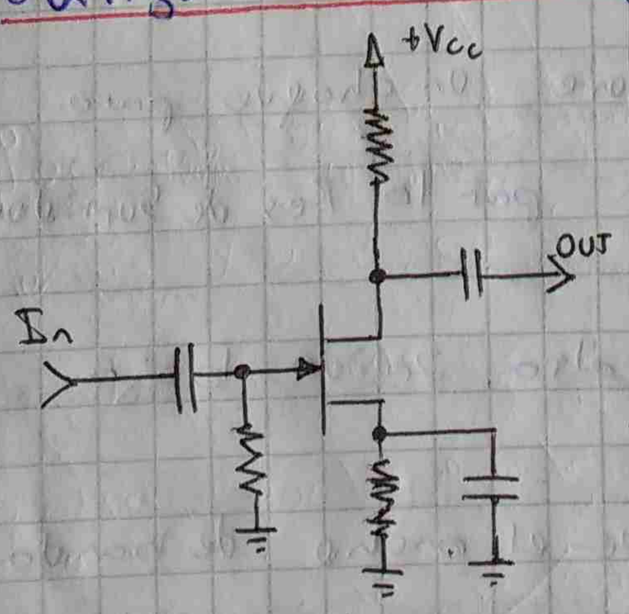
Base - Común



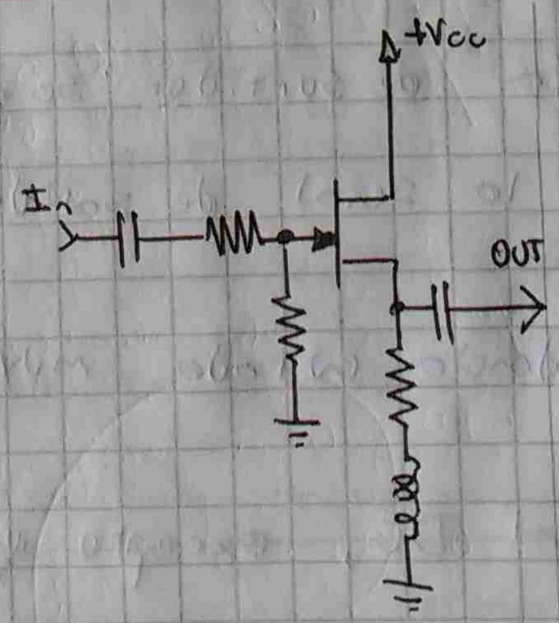




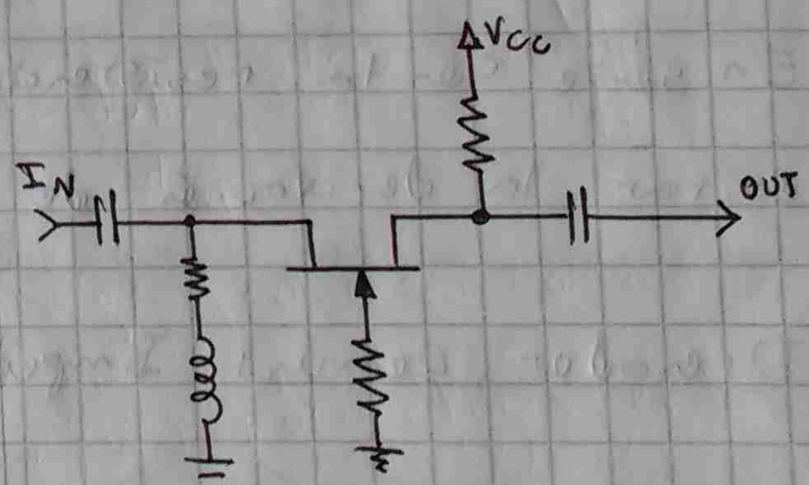
Configuraciones de amplificadores con FET.



Surtidor común



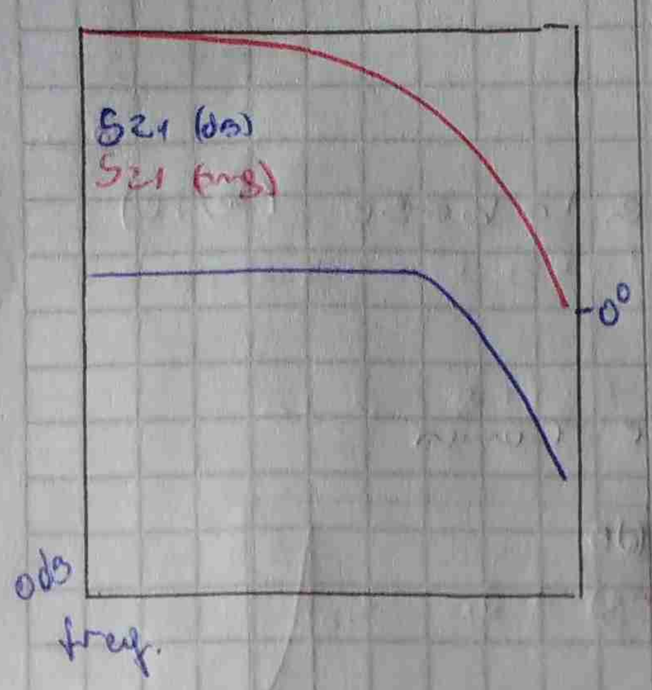
Drenador común



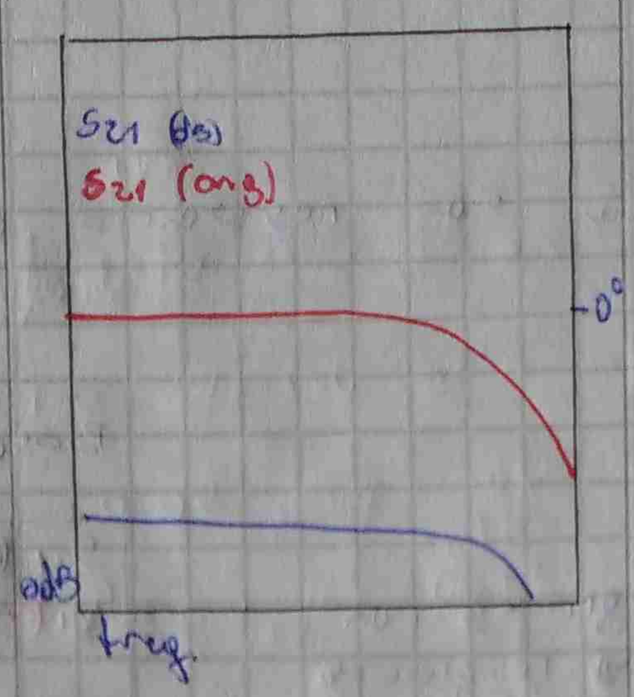
puerta común

La topología surtidor común es la mas estable.

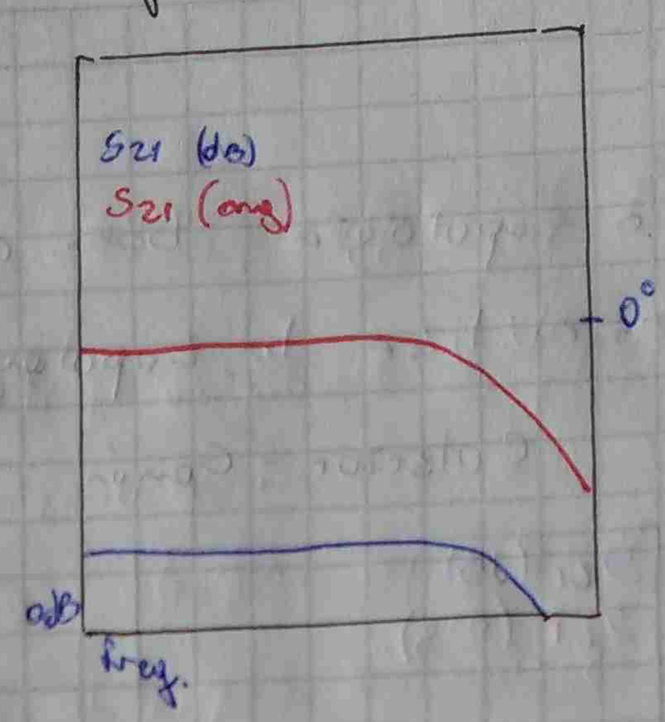
Surtidor Común

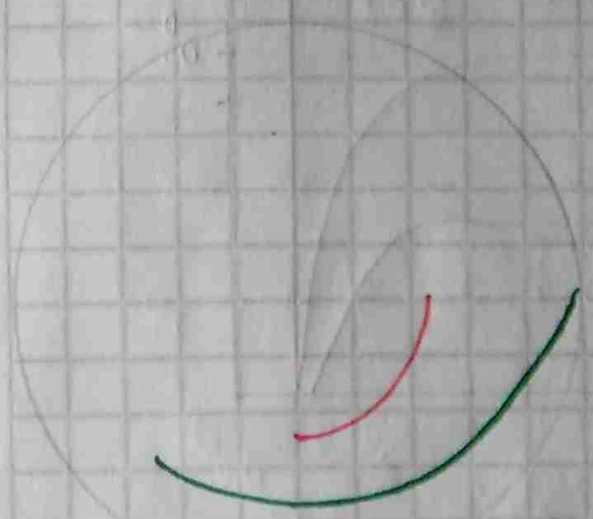


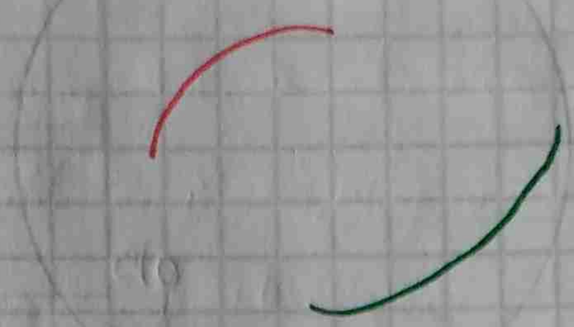
Drenador Común

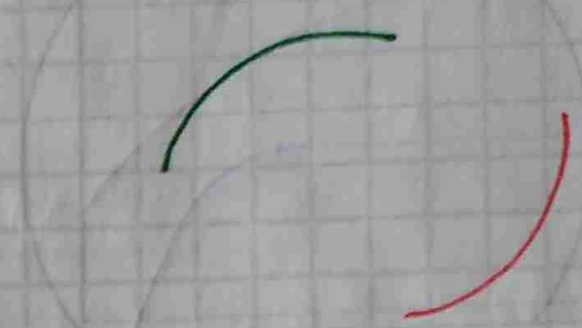


Puerta Común









En los topologías DC y PC se coloca una res de 68Ω en serie con las puertas para estabilizarlos. Puede ser con resistencias convencionales o perlas de ferrite.

En el drenador Común se incluye una resistencia para mantener la polarización de la puerta en una tensión baja de CC, esta debe ser de valor alto para no derivar señal de la puerta. En serie con la resistencia de surtidor se pone un choque para evitar la derivación de la señal de salida por la Res de Surtidor.

<u>Drenador Común</u>: Impedancia entrada muy alta. Salida baja.

<u>Puerta Común</u>: ~~Similar al DC, excepto que~~ el ancho de banda es un poco menor y la impedancia de entrada es baja, mientras que la de salida es alta.

NOTA:

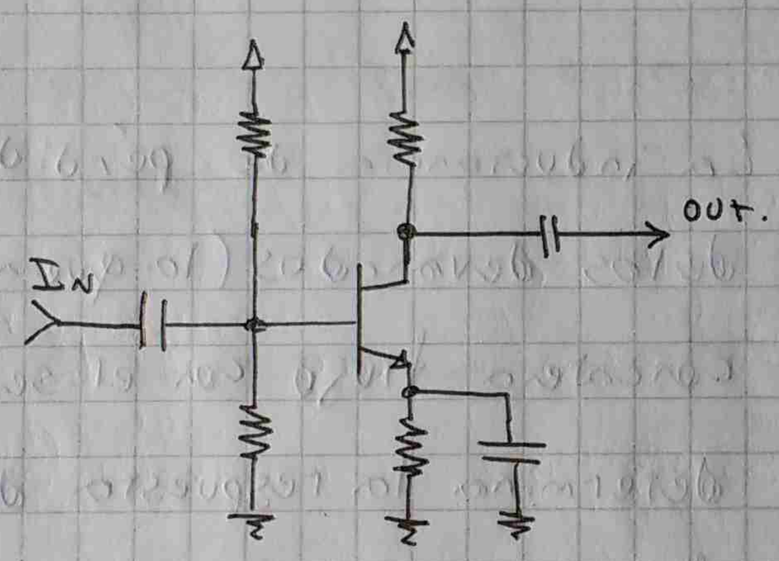
Surtidor Común Mas recomendado para utilizar con resonadores inversores con impedancia de entrada y salida similares.

Las topologías PC y DC son los mas adecuados para resonadores no inversores. (impedancia de terminación disímiles)

La topología DC es la mas apropiada para ser usada en osciladores de resistencia negativa.

PC recomendada para osc. de conductancia negativa.

Amplificador emisor común básico



Este amplificador funcionará como una etapa de sostenimiento de un oscilador, pero no es la mejor opción ya que:

1) Topología poco económica
2) Ganancia excesiva a baja freq.
3) Ancho de banda de respuesta es una pequeña fracción del ft del dispositivo.
4) No tiene características para mejorar la estabilidad.
5) Respuestas dependen del dispositivo.

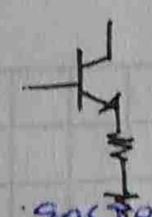
Analisis Estadístico del amplificador.

Revela la naturaleza dispositivo-dependiente de las respuestas del amplificador básico emisor común.

Las influencias de las tolerancias del dispositivo y de los componentes externos en la fase de transmisión es significativa a cualquier frecuencia por encima de una pequeña fracción de ft. La variación en la fase de la etapa de sostenimiento se traduce en un cambio en la frecuencia de oscilación.

NOTA:

Amplificador con realimentación resistiva.



Circ. eq.

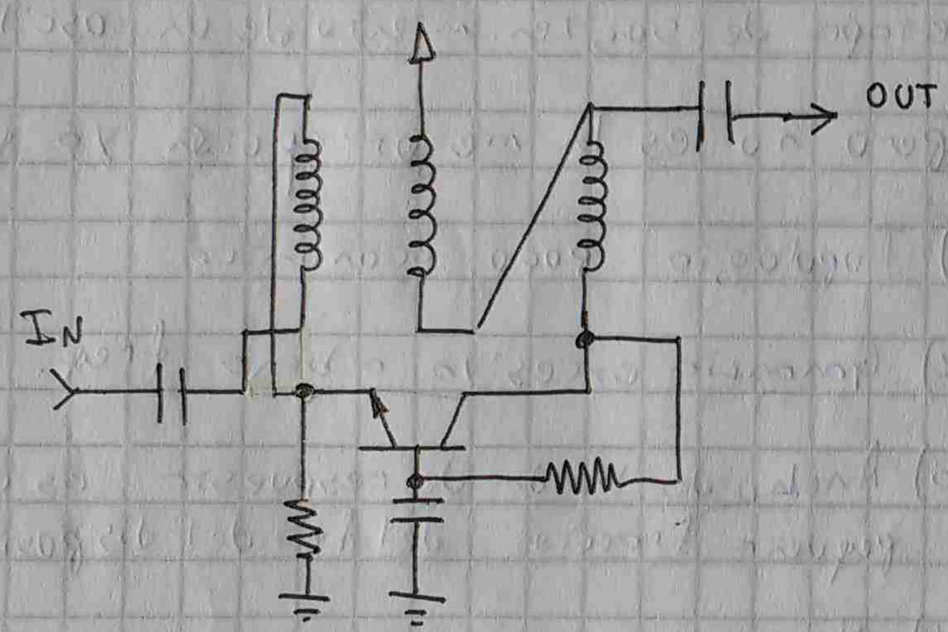
El EC para su uso como etapa de sostenimiento, se puede mejorar aplicando realimentación resistiva.

Esta realimentación es llamada paralela. Reduce la ganancia y reduce tanto las impedancias de entrada como de salida del amplificador.

Una característica que se degrada por la aplicación de realimentación resistiva es la figura de ruido.

Amplificadores realimentados por transformador. (Amplificador Norton).

Una desventaja de aplicar la realimentación resistiva es que degrada la figura de ruido. Esta desventaja se soluciona mediante la realimentación por transformador.



La inductancia de pérdida de los devanados (la que no concatena flujo con el secundario) determina la respuesta de alta frecuencia.

Amplificador diferencial.

Los dispositivos diferenciales ofrecen inmunidad contra el ruido de la fuente de alimentación.

Compensación por adelanto de fase.

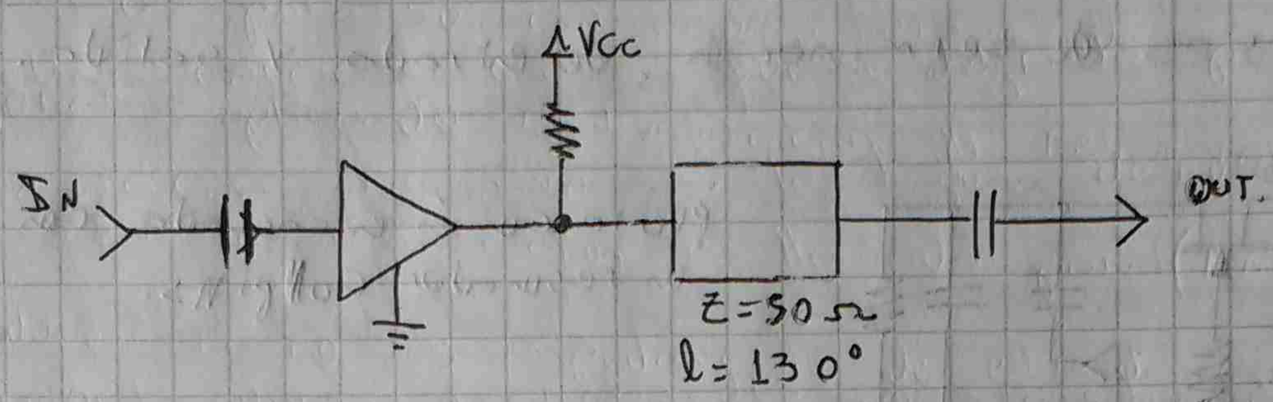
Esta es una útil herramienta para ajustar el desplazamiento de fase y ajustar a ϕ_0 en la máxima pendiente de la fase.

Red R-C de desplazamiento de fase.

Los osciladores RC se aplican a frecuencias muy bajas donde los valores de los inductores resultan muy grandes y por ende muy caros.

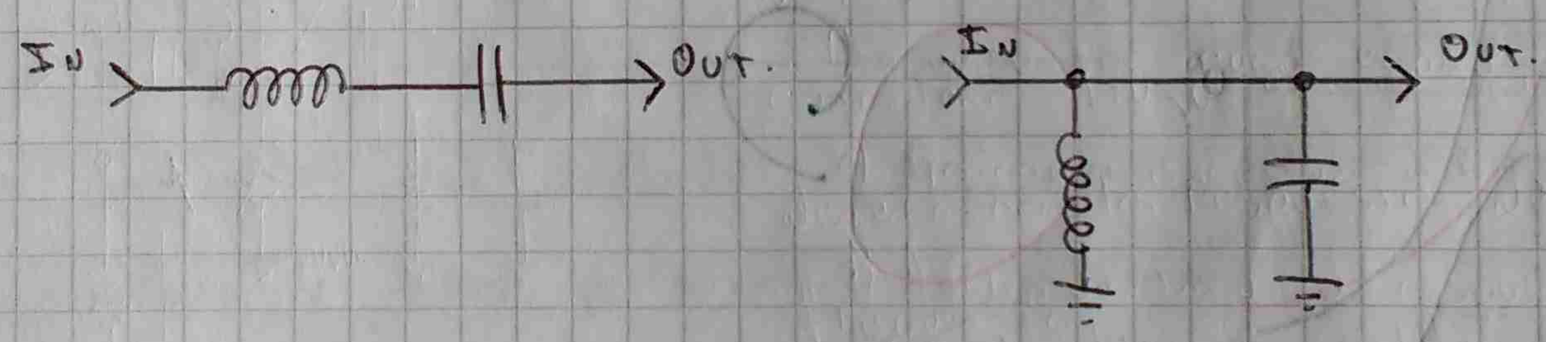
Desplazamiento de fase con una línea de transmisión.

Un método que logra desplazamientos de fase sin producir pérdidas de inserción significativos. Una línea de transm. puede consid. como una red de despl. de adelanto o retardo.



Resonador serie y paralelo L-C.

El resonador se utiliza como dispositivo de adaptación para corregir disimilitudes en las impedancias de entrada y de salida del amplificador.



Q Cargado.

$$\boxed{Q_L = \frac{f_0}{BW_{3dB}}}$$

f_0 = frecuencia de resonancia.

BW_{3dB} = es el ancho de 3dB de la resp de amplitud de la transmisión.

En el resonador serie básico sin pérdidas Q_L puede definirse.

$$\boxed{Q_L = \frac{X.}{R_{total}} = \frac{X.}{2Z_0}}$$

Con el aumento de Q_L la pendiente de fase mejora.

Definición de Q_L basada en la característica de fase de la cascada

$$\boxed{Q_L = \frac{\omega_0 t_d}{2}}$$

donde t_d = retardo grupo.

$$\boxed{t_d = -\frac{\partial \phi.}{\partial \omega}}$$

NOTA:

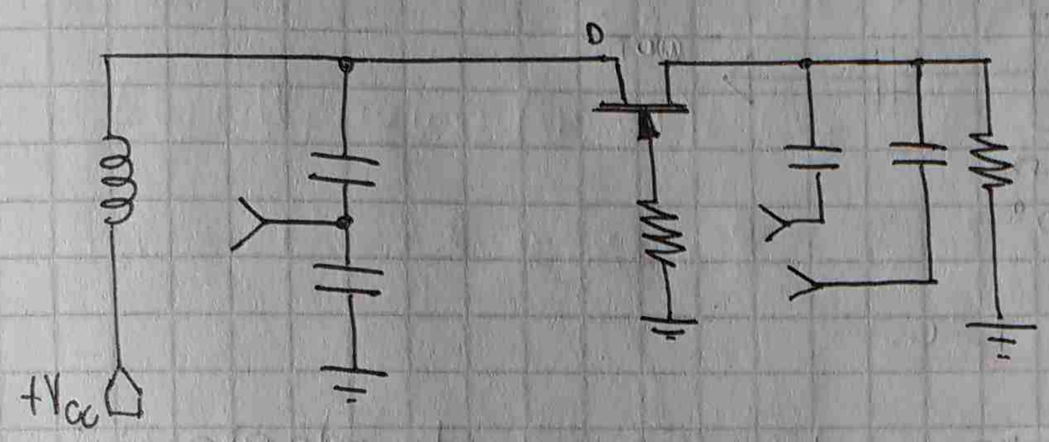
Q descargado, es una medida de una reactancia.

$$\boxed{Q_U = \frac{X}{R_S}}$$

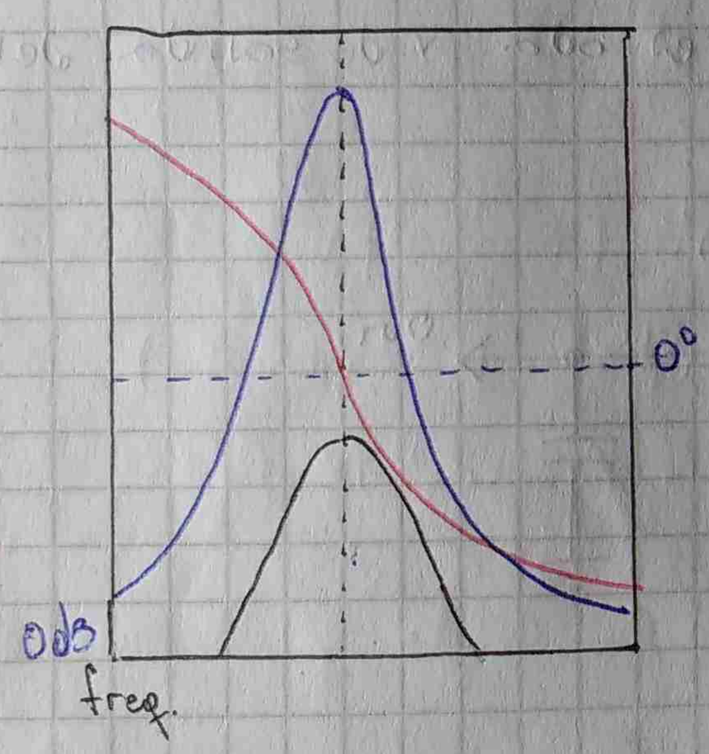
R_S = Resistencia de pérdida serie de la reactancia.

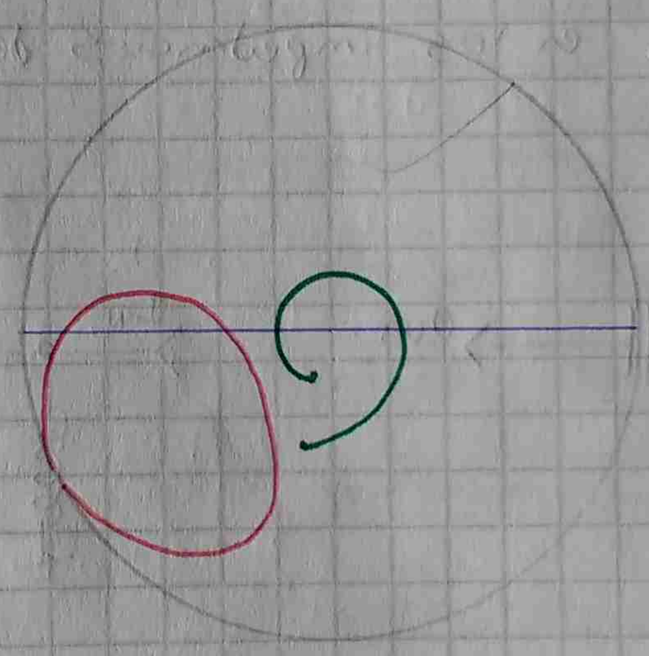
Resonador Colpitts.

Tiene un desplazamiento de fase cercano a 0° en la resonancia y las disímiles impedancias de terminación de entrada y salida.



puerta común en cascada con un resonador Colpitts.

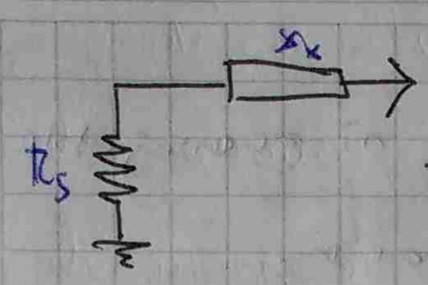




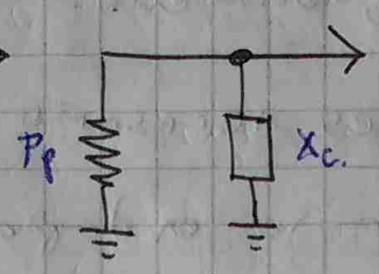
Acoplamiento del resonador.

Para obtener un Q_L alto, es necesario una alta resistencia de carga, para una determinada reactancia inductiva en un resonador paralelo.

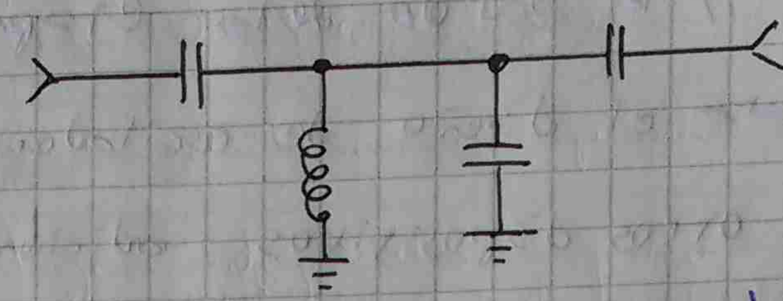
El acoplamiento nos permite adaptar estas diferencias de impedancia, para lograr un mayor Q_L.



Reactancia (X_s) acoplamiento serie con la carga.



Equivalente paralelo.



Resonador paralelo con acoplamiento capacitivo serie para la entrada y la salida.

Medición del Q descargado.

El conocimiento del Q de los componentes y del Q del resonador es crítico en el diseño de osciladores de alta performance.

El Q_U (descargado) se puede medir con mas precisión con un analizador de redes escalar o vectorial con el resonador de la figura como circuito de prueba.

Resumen:

El resonador es el componente mas importante en el diseño de osciladores de alto rendimiento. Afecta los performance de ruido de fase, y la inmunidad del oscilador a las caract. de la etapa de sostenimiento y a las perturbaciones externas.

El Q_L es el parámetro mas crítico en el diseño de un resonador.

El Q_U juega un papel secundario, siempre que exceda suficientemente el Q cargado. manteniendo en valores bajos la pérdida de inserción del resonador.

Se debe elegir un resonador para que complete el desfasaje de la etapa de sostenimiento tal que el desplazamiento total de fase del circuito lazo abierto del oscilador sea 0° cerca del pico de la ganancia y de la máxima pendiente de la respuesta de fase.

NOTA:

El resonador puede servir como un acoplador de la interfase de entrada y la salida, de la etapa de sostenimiento.

Para el diseño de osciladores no es necesario ni aconsejable agregar otros dispositivos adicionales para la adaptación.

Metodo de un solo Puerto.

Hay dos tipos básicos de osciladores de un puerto.

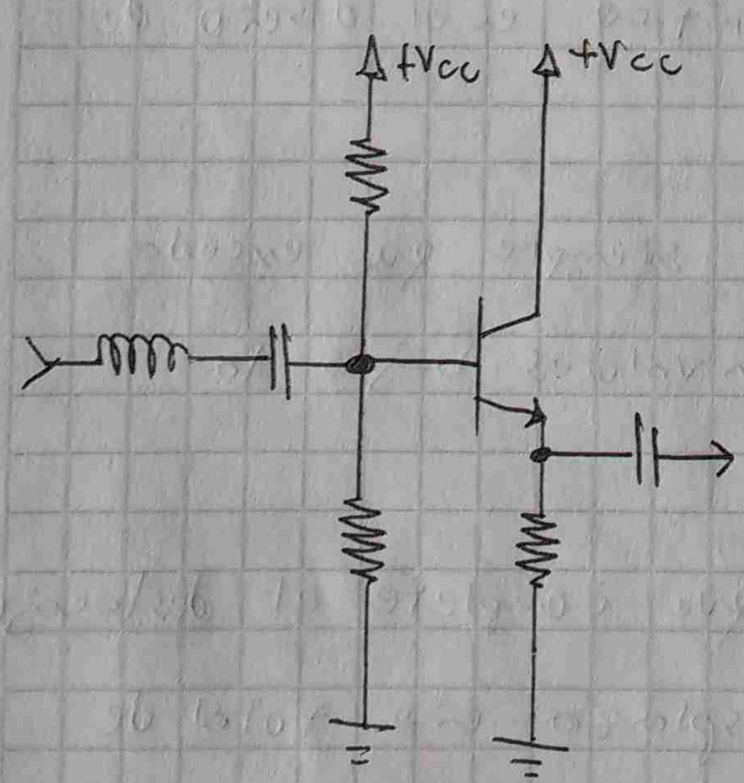
El oscilador de resistencia negativa verdadera.

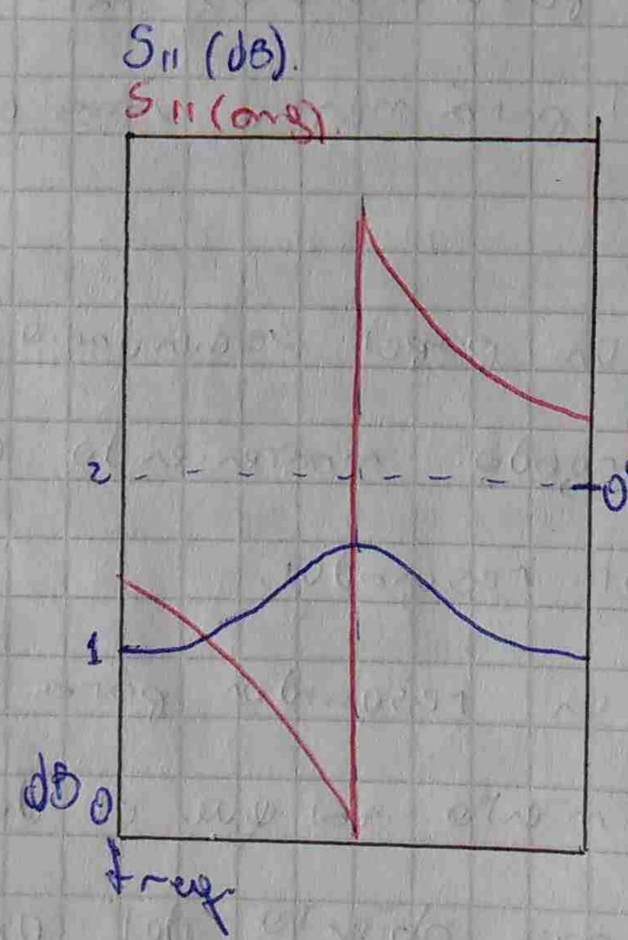
El oscilador de conductancia negativa.

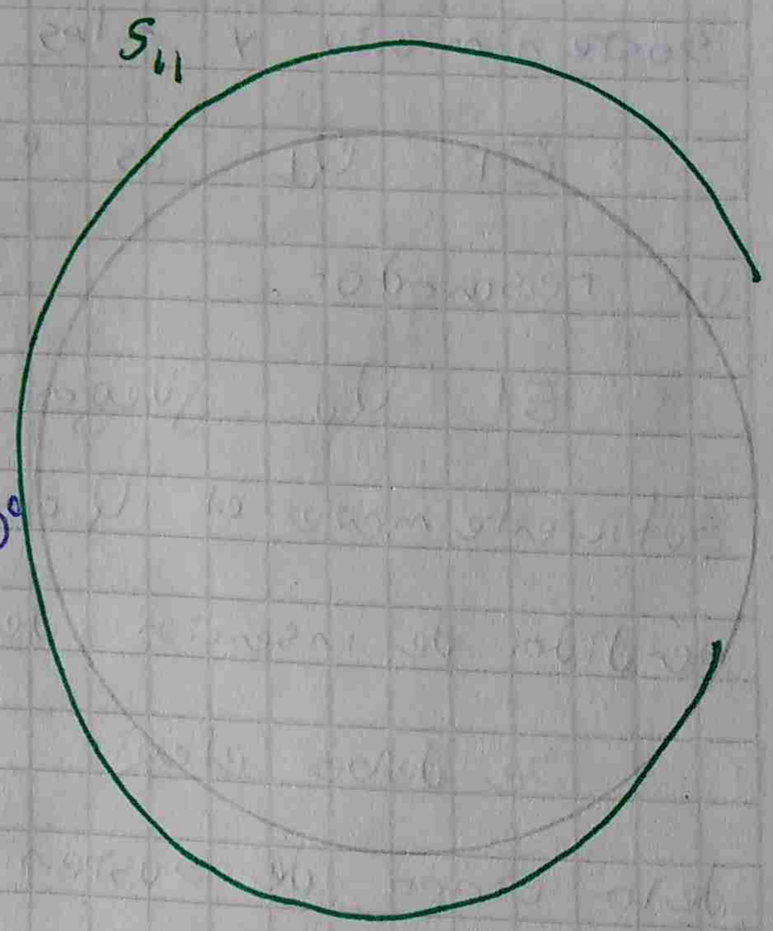
Oscilador de resistencia negativa.

La etapa de sostenimiento de un oscilador diseñado utilizando el método de la cascada a lazo abierto requiere un dispositivo y una topología estable. Sin embargo, el dispositivo activo y la topología de un oscilador de resistencia negativa deben ser inestables. Esto se controla mediante la incorporación de un resonador para establecer las prop. del osc.

Oscilador de res. Negativa. Circuito.







Cualquier impedancia con componente real positiva cae dentro de la carta. Si S_{11} queda fuera de la Carta de Smith, la impedancia del puerto tiene una componente de resistencia negativa.

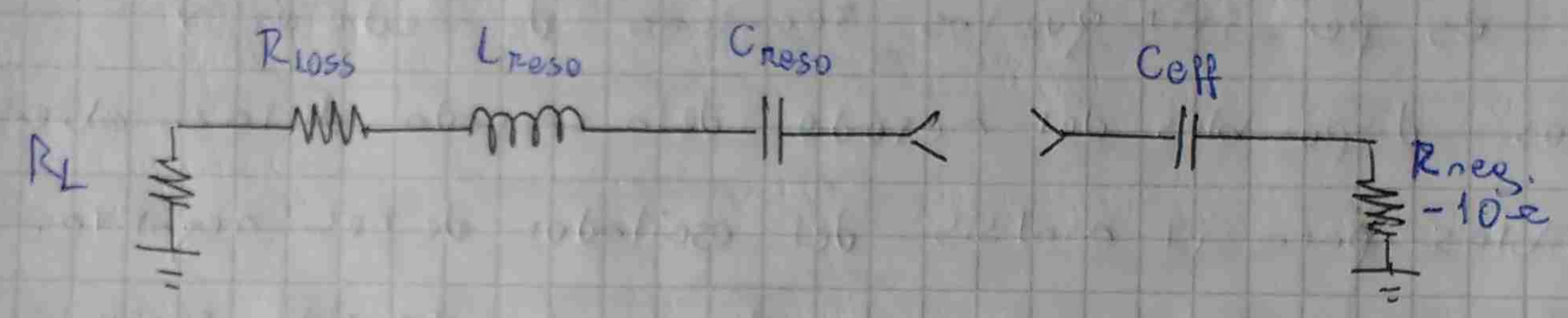
Criterio de arranque de un oscilador de Res negativo.

1) El ángulo de S_{11} debe ser $0°$ o $180°$

2) La magnitud de pequeña señal de S_{11} debe ser >0 dB a $\phi = 0°$ o $\phi = 180°$

Una excesiva resistencia negativa tampoco es deseable debido a que su absorción requiere un elevado nivel de señal no lineal, lo cual degrada la performance de ruido, aumenta los armónicos y puede causar espúreos.

Técnica de Alechno.



Se muestra un modelo de un oscilador de res negativa. El dispositivo se modela con una resistencia negativa en serie con una Cap. efectiva.

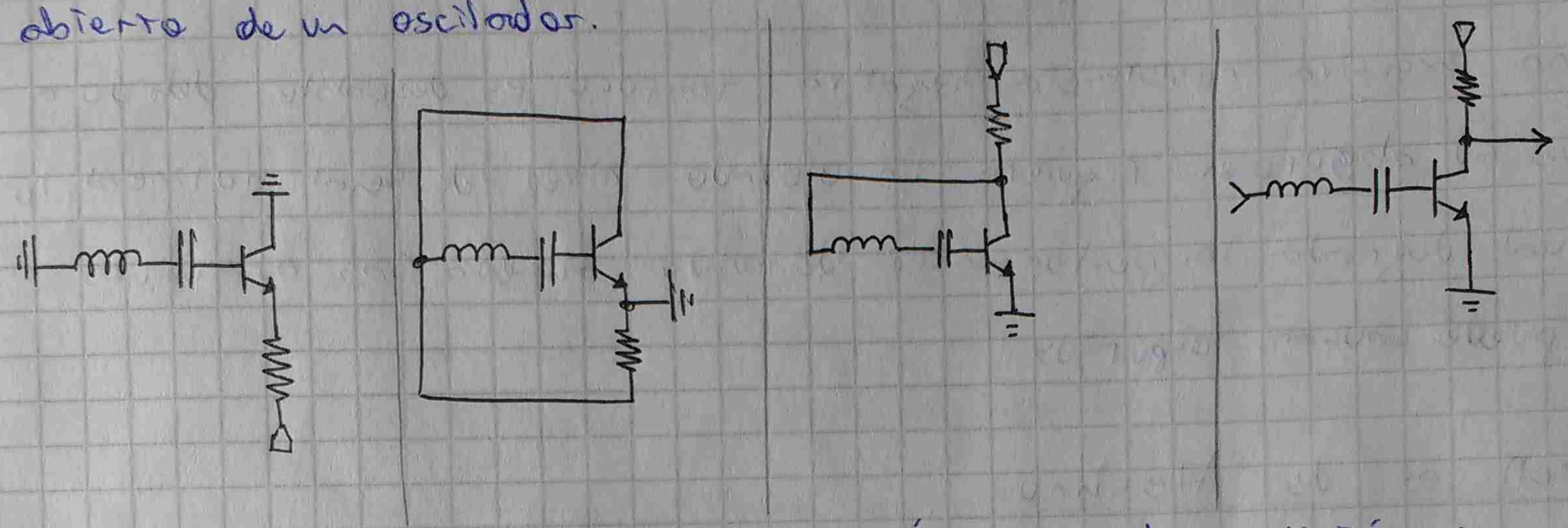
La forma básica del resonador no incluía C_{reso} y el resonador resonaba directamente con C_{eff}. Desde un punto de vista de la performance, este es el peor escenario posible, con el mínimo Q (Q_{ext}) y la frecuencia dependiendo directamente del dispositivo. El comportamiento se mejora agregando una C_{reso} con el menor valor que resulte práctico. La capacidad resonante resulta de la capacidad en serie de C_{eff} y C_{reso} (C_{total}).

El Q_L (cargado) dado por la teoría de Kurokawa sería:

$$\boxed{Q_L = \frac{1}{\omega_0 \, C_{total} |R|}}$$

La técnica de res negativa sirve para las condiciones de oscilación pero ofrece poca penetración intuitiva en como mejorar la topología de circuito o el modo de estimar el Q_L (cargado).

Afecho manipulo el punto de referencia de tierra para convertir la topología de res negativa en el circuito a lazo abierto de un oscilador.



La ventaja es permitir que las técnicas de medición y conocimientos disponibles del método de la cascoda de lazo abierto estén disponibles para el análisis del oscilador de res. negativa.

Debido a que la impedancia de entrada y salida serie de los dispositivos bipolares EC es moderada, la alta res de carga exige una reactancia serie muy grande para obtener un Q cargado razonable.

El Q_L del osc. básico de res negativa es norm. pobre.

Resúmen Osc. Res Neg.

Para obtener un diseño exitoso hay que seguir los sig reglas:

1) Comience el diseño sin un resonador, evaluando los dispo. para una respuesta plana de la res negativa y una alta cap efectiva serie de la entrada. Buscar disp con f_T 1 a 3 veces $f_{operación}$.

2) Optimice los valores de C_1 y C_2. En disp. con moderada f_T puede no ser necesario C_2.

3) Utilizar un resonador con un valor de L tan alto y un

valor de C tan bajo como sea posible, para los componentes dados y los parásitos del PWB.

4) Cuando se calcula la frecuencia del oscilador, la capacidad efectiva serie de entrada queda en serie con la capacidad del resonador. Los simuladores tienen en cuenta esto vía el modelo del dispositivo.

Osciladores Conductancia Negativa.

El diseño comienza con la selección de un dispositivo y topología que sea inestable. Esta inestabilidad se controla agregando un resonador para controlar la oscilación. Para el oscilador de resistencia negativa el oscilador debe ser un circuito sintonizado serie. Para el osc. de cond. negativa el resonador debe ser un circuito paralelo.

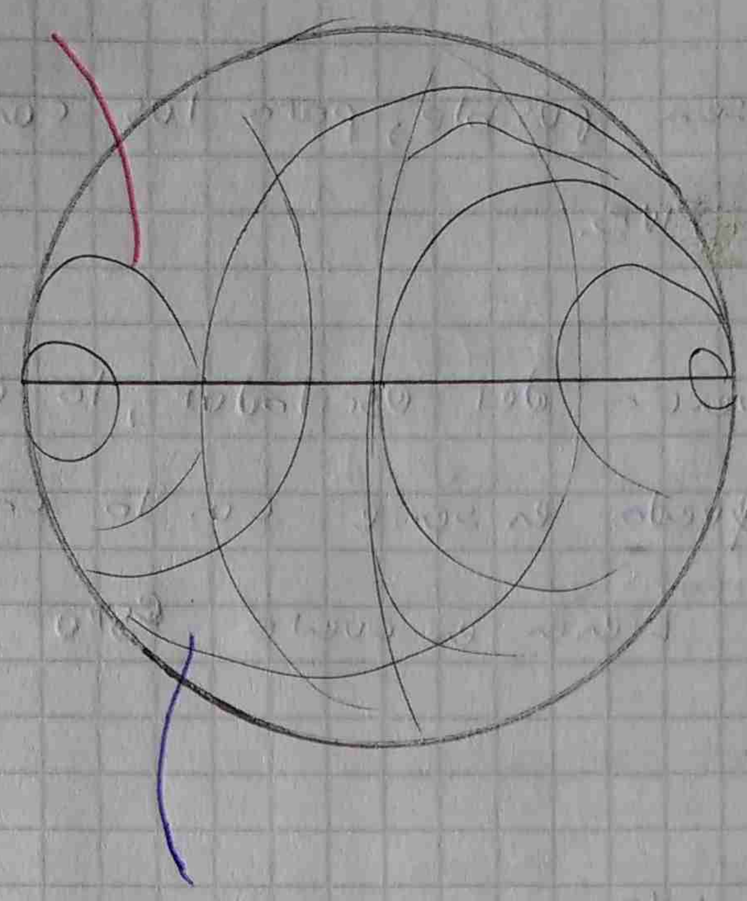
Distinción entre Resistencia Negativa y Cond. neg.

Un disp. que desarrolle res negativa debe utilizar un resonador serie para formar un oscilador y un dispo. que desarrolle cond. neg. debe emplear un resonador paralelo.

Si el circuito desarrolla resistencia negativa, el lugar geométrico de los puntos al aumentar el nivel de las señales sigue aprox. un arco de resistencia constante (Símbolos circulares).

Si la topología desarrolla conductancia negativa, el lugar geométrico de puntos al aumentar el nivel de la señal de prueba sigue aprox. arcos de susceptancia constante como se muestra (Símbolos cuadrados).

NOTA:



Resúmen

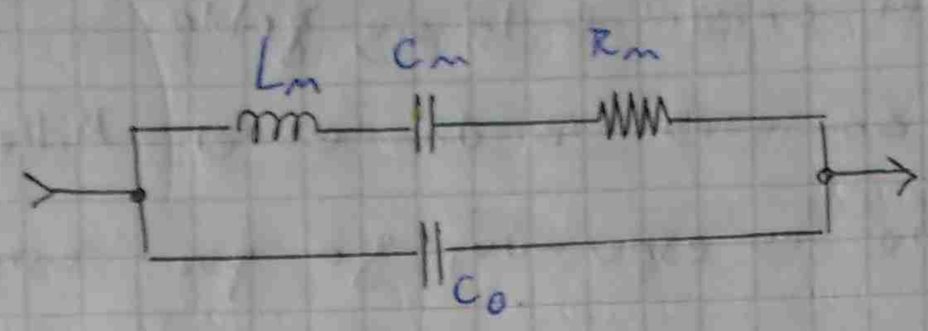
La teoría lineal es el punto de partida mas común para diseñar. Se la utiliza para establecer, evaluar y optimizar el márgen de ganancia, la frecuencia de oscilación, el Q cargado, el nivel de aislamiento del disp. activo, y los cond propios para un funcionamiento libre de espurios.

Otro parámetro que definen el comp del oscilador

- Acoplamiento con la carga.
- Variación de la frecuencia de oscilación con la Z de carga (pulling)
- " " " " " " " Alimentación (pushing)

Esto, puede estudiarse mas en detalle usando la teoría lineal aunque estos parámetros también son influenciados en buen grado por las no linealidades del dispositivo.

Modelo del resonador o cristal



C_0 = Capacidad estática por los electrodos separados por la oblea de cuarzo, mas la cap. distribuida.

L_m, C_m y R_m modelan la resonancia serie producida por el efecto piezoeléctrico, y son referidos como parámetros "movicionales"

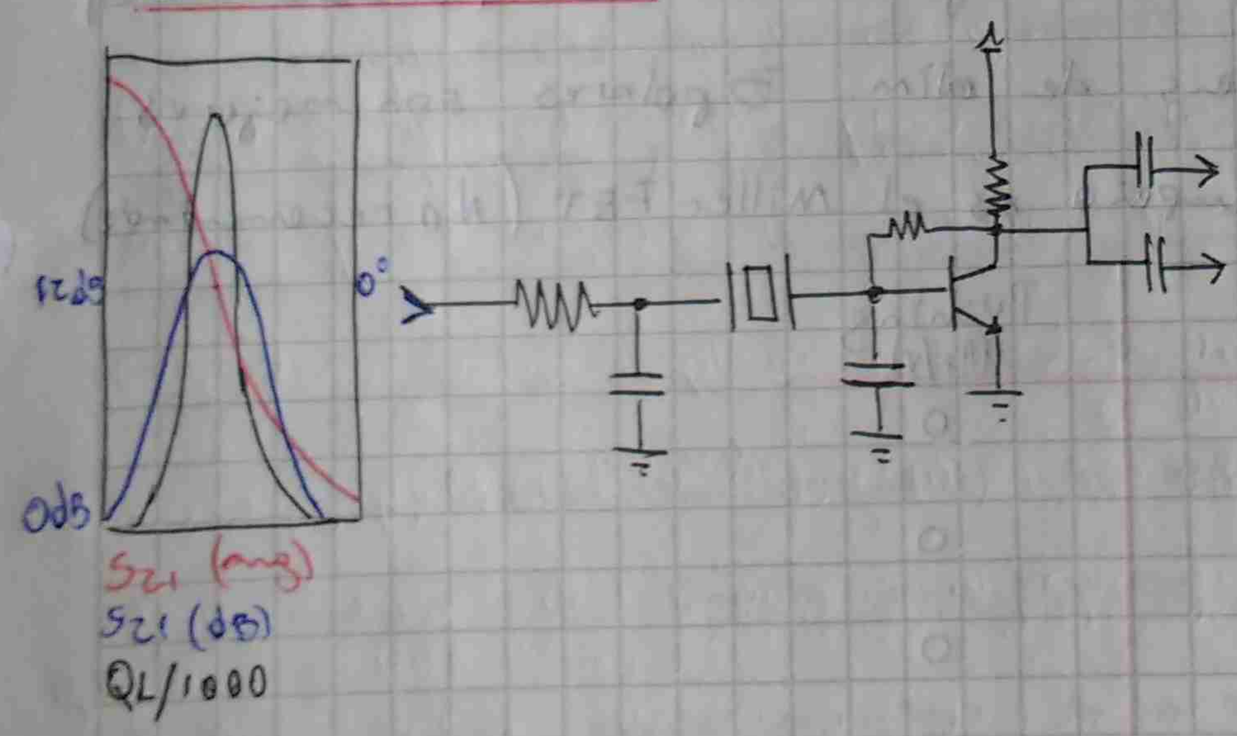
La R_m no es normalmente baja...

L_m es alto.

C_m es pequeño

El QL (largado) de los cristales es muy alto, debido a la energía almacenada y no a una baja pérdida resistiva.

Circuito Pierce.



Pierce con cristal en la frec serie del xtal.

La influencia de la temperatura está controlada por el tipo de corte y la curva de temp de un corte específico, está controlada por pequeños cambios en el ángulo de corte.

No es necesario incluir los modelos para los sobretonos impares mayores al quinto, ya que la ganancia cae con la frec, tampoco se modelan los sobretonos pares, porque no tienen un efecto piezoeléctrico.

Resúmen.

Podemos ver el desplazamiento de la frec. de funcionamiento de la frec resonante serie del cristal en la sig tabla.

Los mayores desplazamientos se dan en el Miller y Collpits en modo fundamental, esto es esperado, ya que estos osc. son del tipo clasificados como osciladores en modo paralelo que operan en las frecuencias de resonancia serie y paralelo.

El valor de la desviación es una función de la capacidad de carga y de las características del transistor.

El tipo Pierce está clasificado entre aquellos que funcionan en modo resonante en serie aunque tiene cap de acoplamiento en paralelo que funcionan como capacitores de carga de alto valor.

Los osc. en sobretono Butler funcionan en la frec de resonancia porque los inductores en paralelo están ajustados para que esto suceda.

Pushing (Hz, V) se especifica para un cambio (en esta tabla) de 8,6V a 9,6V de la tens. de alim. Bipolares son mejores que los FET. El peor desempeño es el Miller FET (No recomendado)

	tipo.	Q_L	Pushing (Hz/V)	
Pierce	Pierce inversor CMOS	54600	0	
	Pierce Bipolar	52100	0	
	Pierce MMIC	39100	0	
Collpit	Collpit FET	42000	+14	
	Collpit Bipolar	14200	-99	
	Collpit ST Bipolar	13000	+30	
	Miller FET	2130	+61	← Peor
	Mesa Pierce Bip	4250	-56.	
	Butler ST BC Bip	22000	+66.	

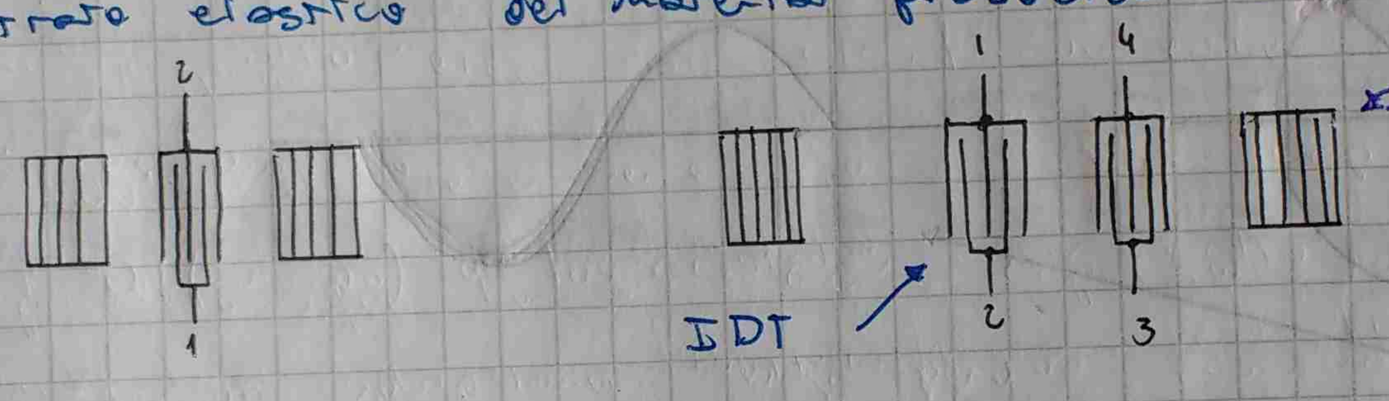
Oscilador con multiplicador de frecuencia.

Un Xtal funciona en modo fundamental, y el N armónico se extrae usando un resonador paralelo para filtrar los armónicos no deseados.

El Xtal del osc. Butler se puede usar en modo fundamental o en modo sobretono.

Resonadores de onda acústica superficial (SAW)

Utilizan una onda acústica que viaja sobre la superficie de un sustrato elástico del material piezoeléctrico. Existen dos tipos



Una señal aplicada al IDT produce tensión en en la sup. del material generando ondas acústicas. Cuando la frec de la señal es V_s/p (V_s = veloc. prop. y p = paso interdigital) las ondas generadas por cada terminación del IDT están en fase. Esto implica resonancia. Los reflectores ayudan a confinar la energía del sustrato.

La frecuencia inferior se define por el tamaño máximo del sustrato, y el límite superior se define por la resolución mas fina que se puede realizar en la trama del IDT.

Los resonadores SAW pueden disipar una mayor potencia de forma segura que los BAW.

Osciladores - Ruido de fase.

La tensión de salida está definida por:

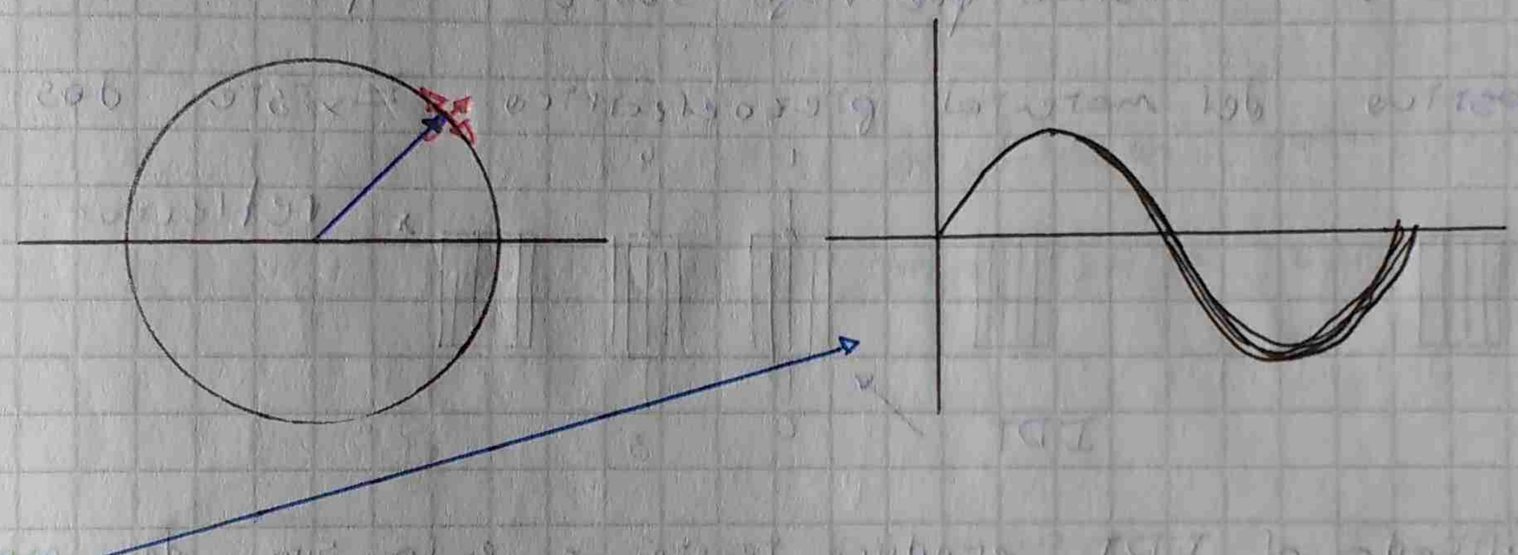
$$V(t) = V_0 \sin(\omega_0 t) = V_0 \sin(2\pi f_0 t)$$

En la práctica

$$V(t) = [V_0 + \varepsilon(t)] \cdot \sin(2\pi f_0 t + \phi(t))$$

$\varepsilon(t)$ = proceso aleatorio de valor medio cero que introduce ruido en la amplitud de la señal.

$\phi(t)$ = es un proceso aleatorio de valor medio cero, que introduce ruido de fase en la señal.



Jitter

Variaciones en los cruces por cero. A menudo se la utiliza para especificar la performance de ruido en sistemas digitales. El jitter es un proceso no determinístico por lo que cuantifica estadísticamente.

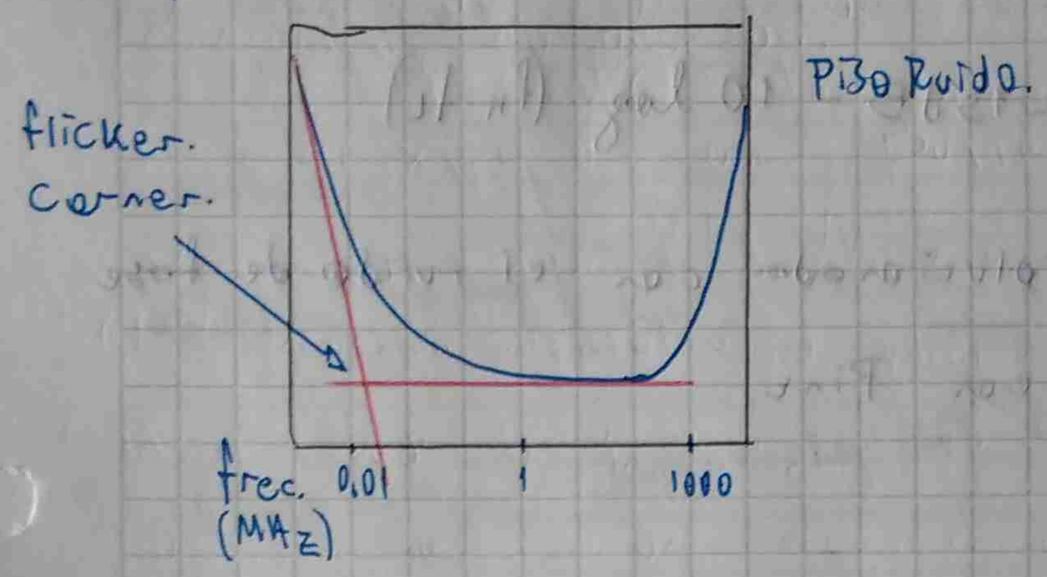
FM Residual y PM Residual.

Un barrido de frecuencia angosto del espectro de un osc real muestra una portadora dispersa. Esto se conoce como modulación de frecuencia residual.

La PM residual y la FM residual están relacionadas con la performance del sistema.

Ruido de dos puertos.

Cuando una señal se transfiere a través de un dispositivo ruidoso de dos puertos, se induce ruido de AM y de PM en la señal, produciendo nuevamente bandas laterales.



Predicción del Ruido de fase.

Utiliza el método de Lesson para minimizar el ruido de fase de los osciladores. Se basa en la teoría lineal e invar. en el tiempo.

Pushing.

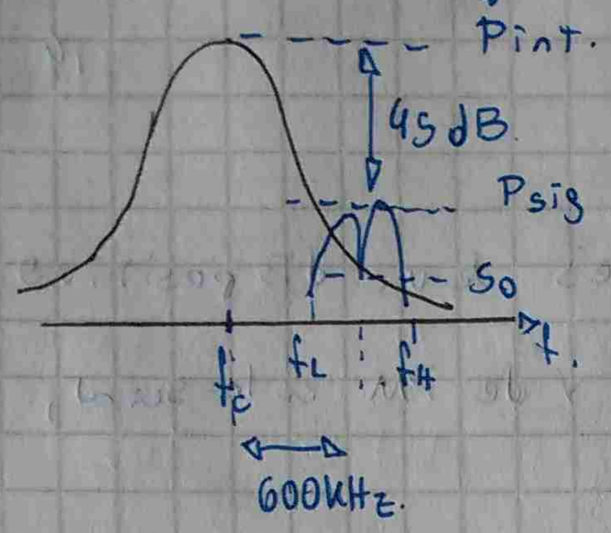
Son cambios en la polarización y las características de funcionamiento (función de transf) de un osc., debido a variaciones de la tensión de alimentación.

Este ruido es predecible, es determinado midiendo la frec. de oscilación para tensiones de alimentación cambiantes.

Ruido por modulación de Varactor. (Varicap).

Todos los varicap tienen un ruido interno. La degradación del ruido de del varicap es mas severa para osciladores con ancho de banda de sintonización absoluto mas amplio.

Ejemplo Ruido.



Estime el ruido de fase tolerable de LO si la corrupción debe permanecer 15 dB por debajo de la señal deseada.

$$SNR = \frac{P_{sig}}{S_0(f_H - f_L)} \Rightarrow 10\log\frac{S_0}{P_{sig}} = -15\,dB - 10\log(f_H - f_L)$$

Como la señal interferente está convolucionada con el ruido de fase el LO, debe ser normalizada con Pint.

$$10\log\frac{P_{int}}{P_{sig}} = 45\,dB,$$

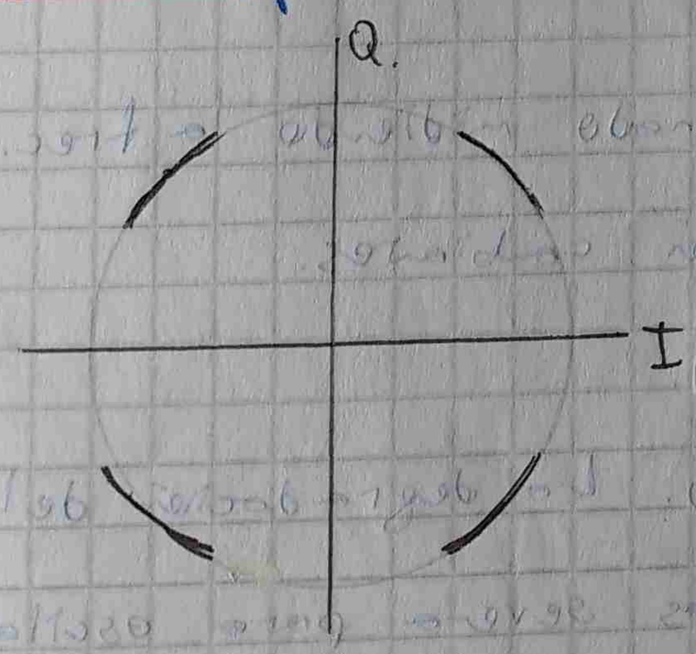
reescribiendo:

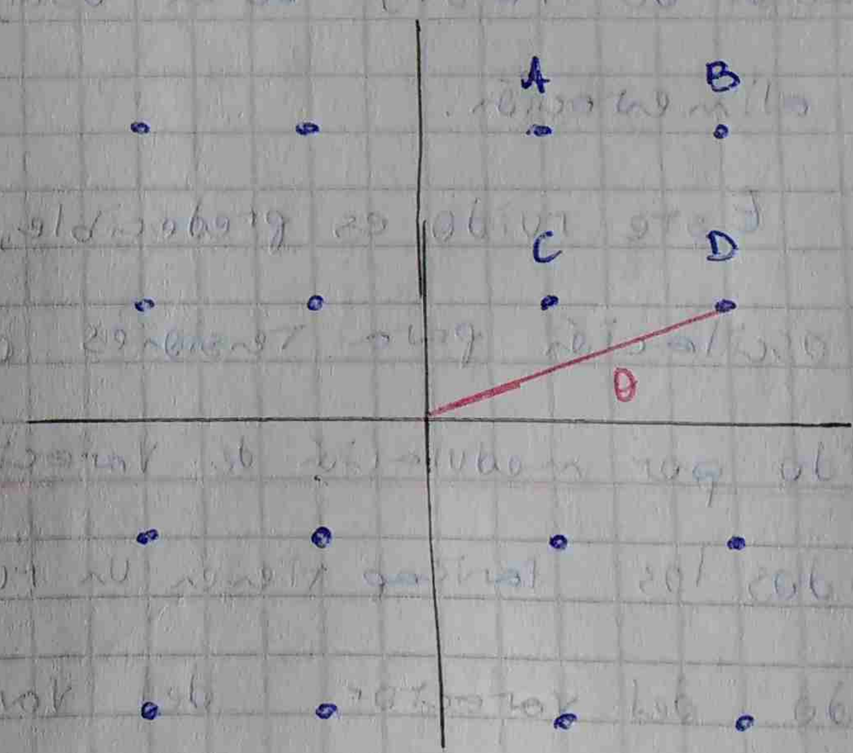
$$10\log\frac{S_0}{P_{int}} = -15\,dB - 10\log(f_H - f_L) - 45\,dB$$

$f_H - f_L = 200\,KHz.$

$$\boxed{10\log\frac{S_0}{P_{int}} \doteq -113\,dB/Hz.}$$

Señal QPSK con ruido de fase





Señal de 16QAM

C y B toleran 45° antes de moverse en otro cuadrante.

A y D solo 18.4

Ejercicio. Señal de GSM

A 3 canales de distancia una interferencia 45dB -ayor

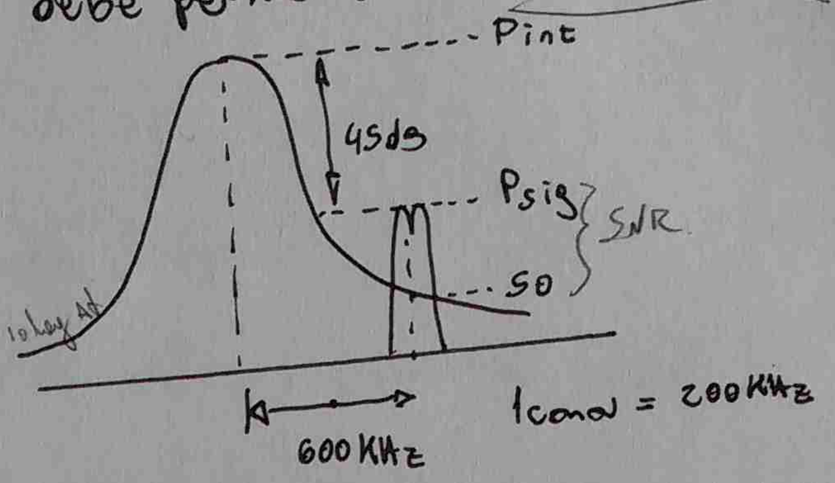
-Máxi-o Ruido de fase del LO si la corrupción debe permanecer 15dB debajo

$$SNR = \frac{P_{sig}}{S_o(\Delta f)} = 15dB.$$

$$10\log\left(\frac{P_{sig}}{S_o}\right) + 10\log\left(\frac{1}{\Delta f}\right) = 15dB.$$

$$-10\log\left(\frac{S_o}{sig}\right) - 10\log\Delta f = 15dB.$$

$$10\log\left(\frac{S_o}{sig}\right) = -15dB - 10\log\Delta f$$



$$SNR = \frac{P_{sig}}{S_o(f_H - f_L)} \leq 15dB$$

$$10\log\left(\frac{S_o}{P_{sig}}\right) = -15dB - 10\log(f_H - f_L)$$

Sabemos que.

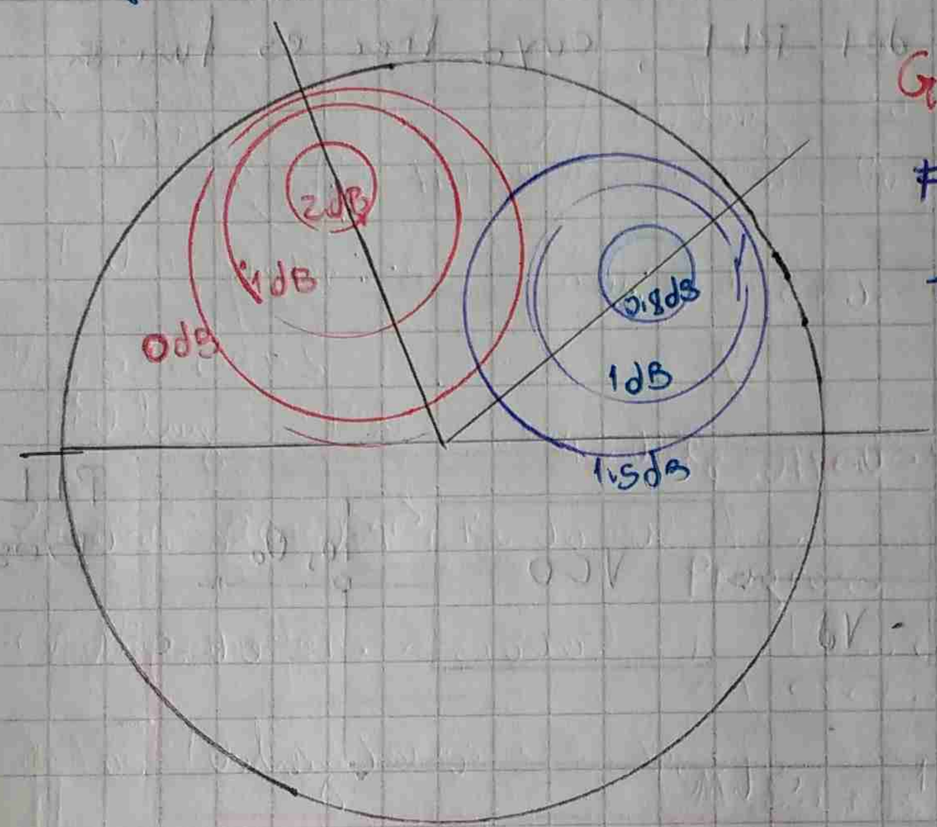
$$45dB = 10\log\left(\frac{P_{int}}{P_{sig}}\right)$$

$$10\log\left(\frac{P_{So}}{P_{sig}}\right) = -15dB - 10\log(\overset{200KHz}{\Delta f}) - 45dB.$$

$$10\log\left(\frac{P_{So}}{P_{sig}}\right) = -113\,dB/Hz.$$

Parámetros de Ruido:

- Supone un elemento de ruido teórico en cada etapa
- La figura de ruido resultante de una medición de la figura de ruido está influenciado por la adaptación entre la fuente de ruido y la adaptación con el instr. de medición.



Ganancia Constante

Figura de ruido constante

Plano de Γ_s

PLL

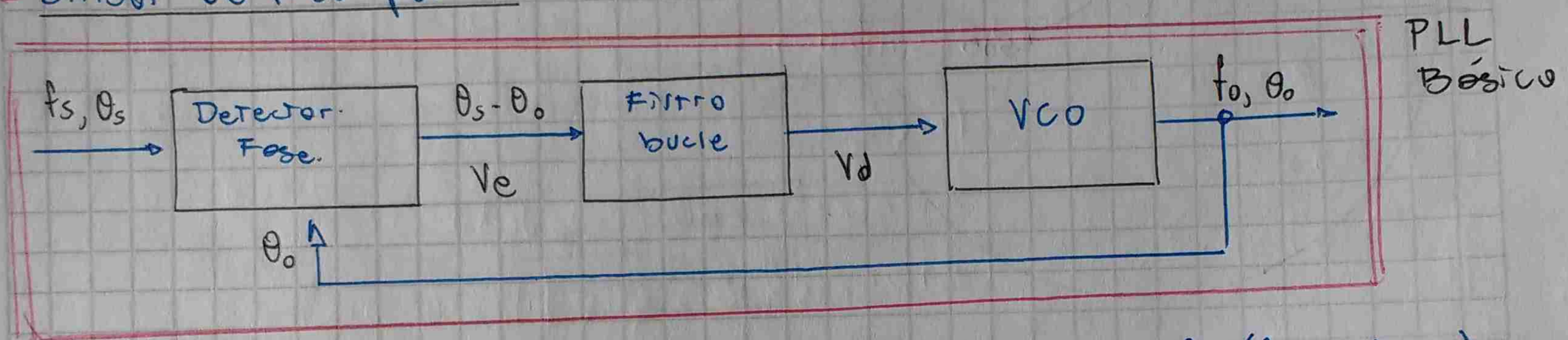
Puede funcionar en:

Adquisición: El PLL intenta sincronizar la fase y la frecuencia de la salida del VCO con los de una señal de entrada. Si los errores de fase son muy grandes, el PLL se comporta como un sistema no lineal y son necesarios métodos no lineales.

Seguimiento: Los errores de fase, si son pequeños, puede utilizarse un modelo lineal simple.

Diagrama de Bloques

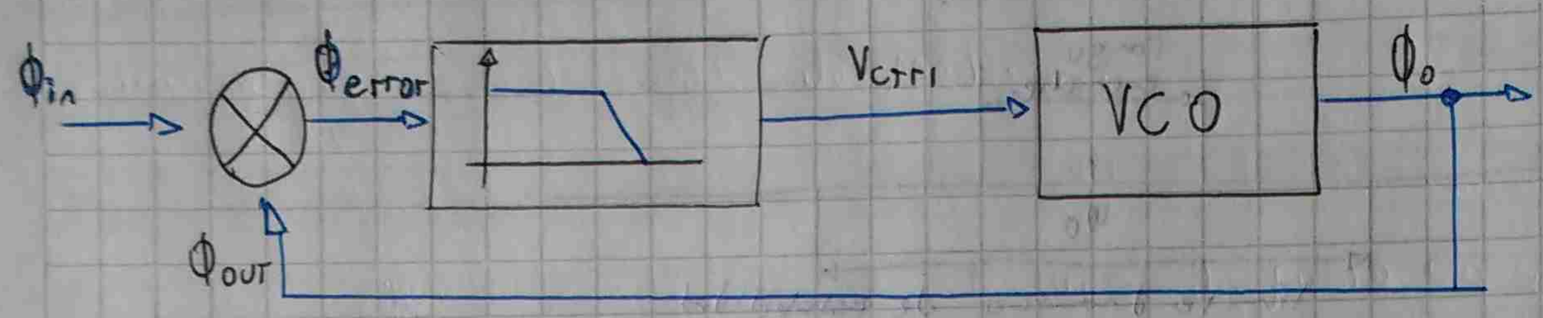
- Detector de Fase: Compara la ~~señal~~ fase de la señal de entrada con la del oscilador de salida. El detector de fase es un multiplicador en un PLL analógico y compuertas lógicas en una digital.
- Filtro de bucle: Filtra la salida del detector de fase para ser aplicado al VCO. Influye en el comportamiento del PLL y su performance.
- VCO: Es un oscilador de salida del PLL, cuya frec es función de la tensión de entrada.
- Oscilador de referencia: (Cuarzo)
- Divisor de frec por N



- El VCO oscila a una frecuencia de corrida libre f_f (free freq.)
- Esta frec es comparada con la frecuencia de la señal referencia en el detector de fase.
- Si la frecuencia de la señal Ve es lo suf. baja para que el filtro pasabajo no la atenúe ni la desfase en exceso, Vd corrida el VCO, tendiendo a reducir la dif. de frecuencias.
- Una vez sintonizados (sincronizados) V_o y V_s ($f_o = f_s$) el detector de fase entrega una tensión Ve con una componente continua estable necesaria para que el VCO iguale la freq. de la señal de ref.

PLL Lineal (LPLL)

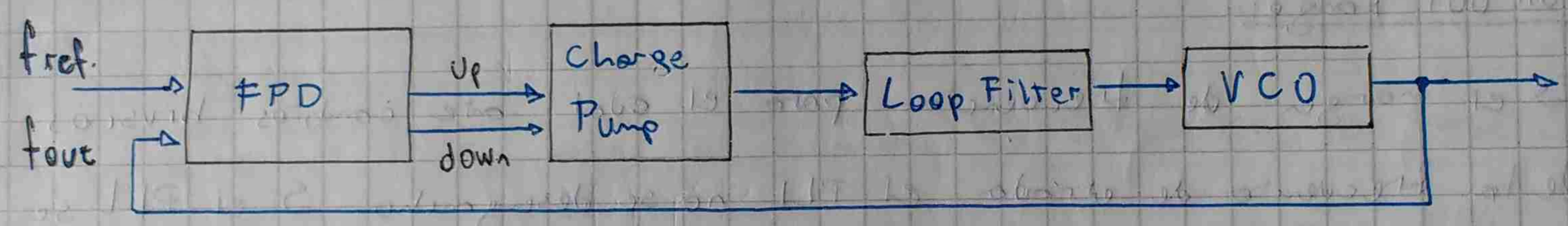
- Componentes analógicos
- VCO analógico
- Multiplicador analógico



Se engancha cuando la dif de fase es constante.

PLL Digital Híbrido (DPLL)

- Componentes analógicos y digitales.



FPD = Phase - freq. detector

El rango Pull-in, es limitado solo por el VCO.

PFD+CP introducen otro polo en el sistema (es de tipo II).

PLL Completamente digital (ADPLL)

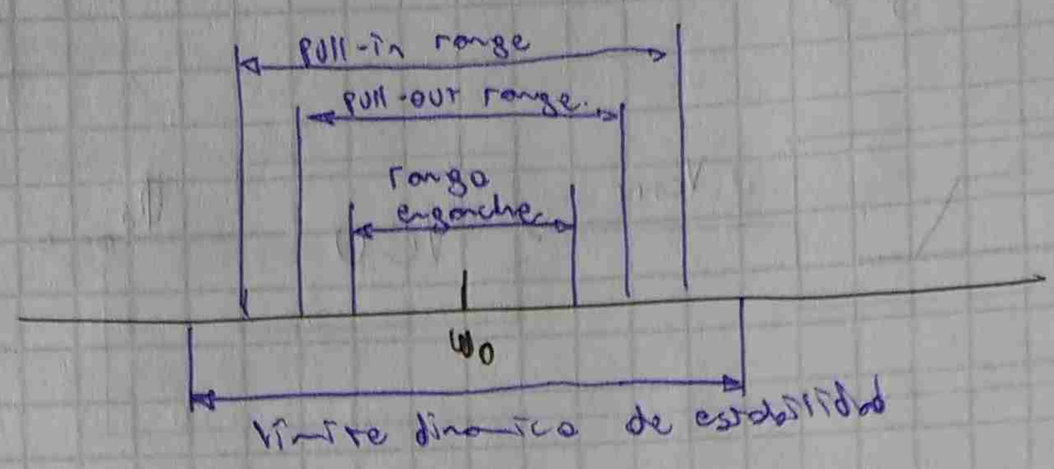
PLL implementado por software

Puede emular alguna de los otros PLL.

Rangos de funcionamiento.

Estado dinámico: La salida no está enganchada con la ref. Caso particular de este caso es la carrida libre, donde el PLL no se puede enganchar.

Estado Estático: Salida enganchada o sincronizada con la frecuencia de ref.



Hold Range: Rango de bloqueo

Es el rango donde el PLL puede mantener el ~~rango~~ tracking de seguimiento de fase. Esto es cuando modificamos lentamente la frecuencia de referencia.

Pull-out Range:

Es el margen de frecuencia para el cual ante cambios bruscos de la frecuencia de entrada el PLL no se desenganchará. Si el PLL se desenganchará, se volverá a enganchar (normalmente).

Pull-in Range. Rango de captura

El PLL se engancha en cualquier frecuencia, con un periodo mayor al de referencia.

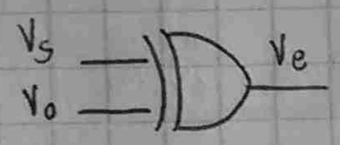
Lock Range.

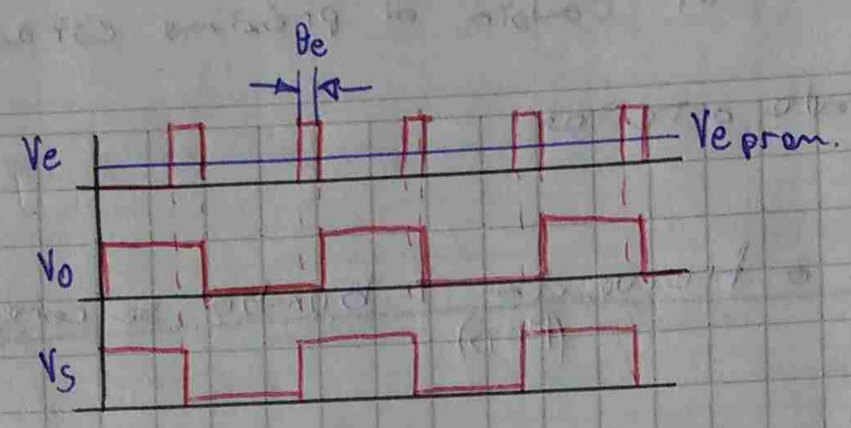
Partiendo desde el PLL enganchado. Es el ~~period~~ márgen de frecuencias en los que el PLL puede engancharse dentro de un periodo de la señal de referencia. Normalmente trabajamos en este modo.

Analisis de Bloques del PLL.

Detector de fase: Produce una tensión proporcional a la dif de fase entre la señal de entrada y la de referencia (salida del VCO)

Compuerta XOR.





funciona para.

$-\frac{\pi}{2} < \theta_e < \frac{\pi}{2}$

Controlado por flancos:

- Tiene rango el doble que el XOR

rango $\pm\pi$

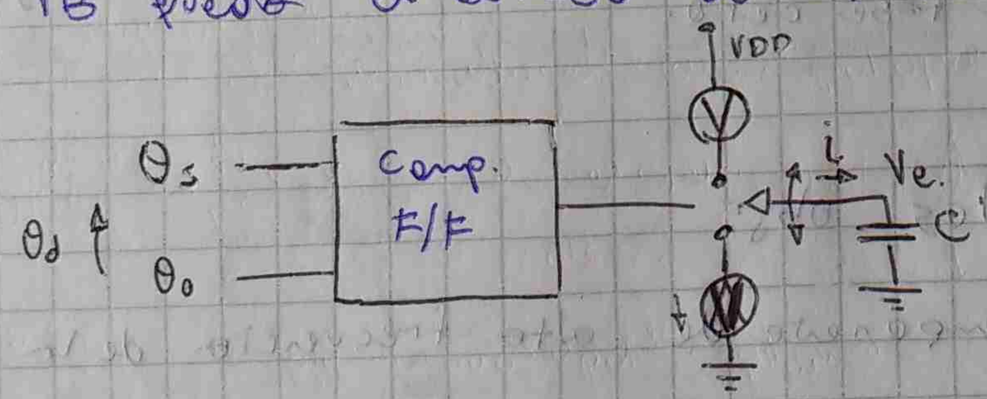
Normalmente cuanto es complicado es el detector de fase, menor es la frec máxima de operación

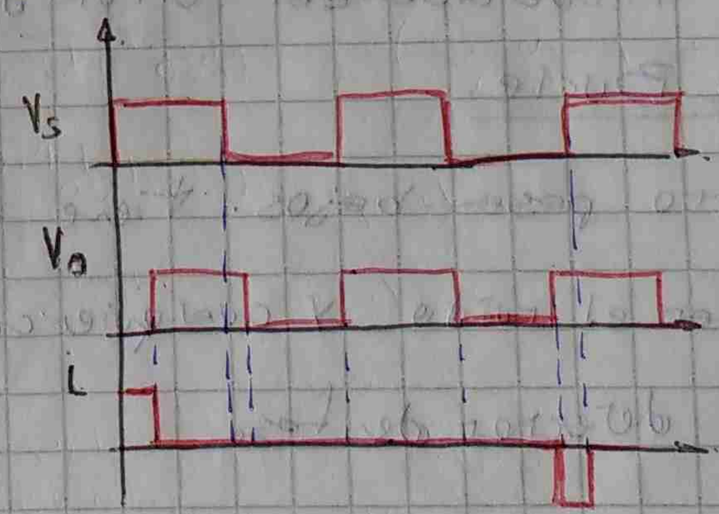
Detector por multiplicación:

Como demodulador de FM, una señal puede ser cuadrada (modulador del VCO) mientras que la señal de FI puede ser sinoidal. La función de transferencia es casi senoidal.

Bomba de carga:

El punto normal de operación es cuando las diferencias de fase tienden a cero. En este comparador de fase, se generan dos salidas de impulso diferentes. Una cuando la transición de VB queda en atraso de VA, y otra cuando se adelanta.



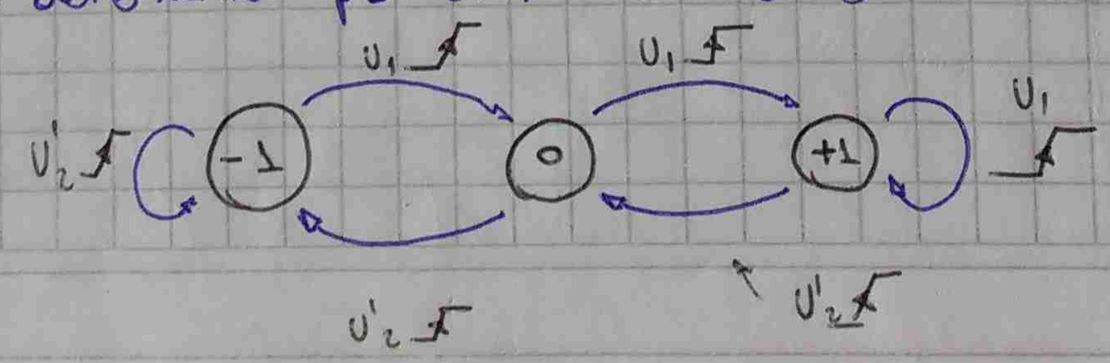


rango $\pm 2\pi$

Detector de fase a frecuencia

La salida depende de no solo el error de fase, sino también de la dif entre las frec. de entrada, cuando el PLL no está enganchado

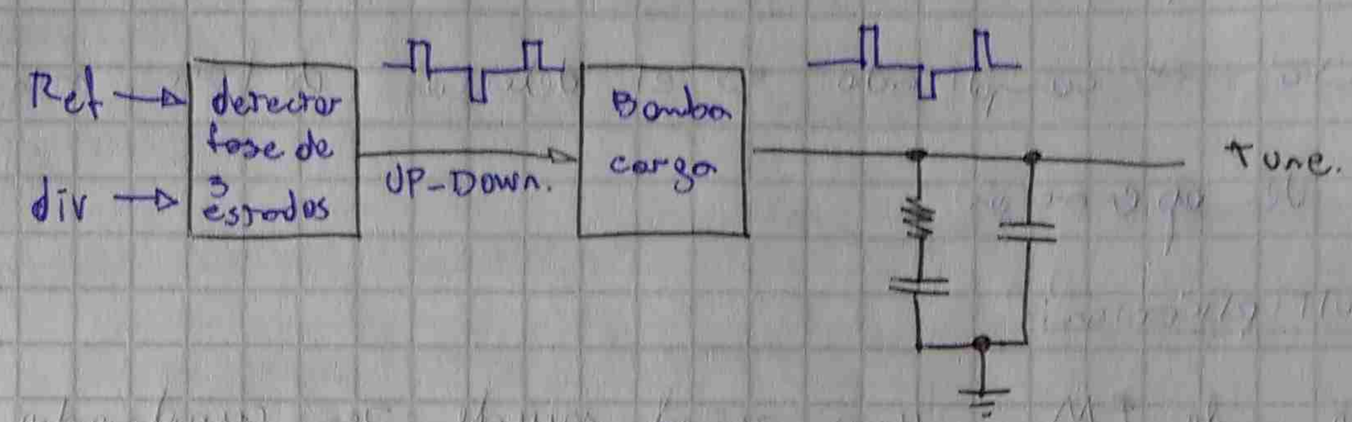
El estado se determina por el flanco de las entradas en los FF.



Un flanco positivo en U_1 conduce al próximo estado. Un flanco pos en U_2 vuelve al estado anterior.

Detector de fase o frecuencia y bomba de carga (CP)
(PFD)

El comparador de fase incorpora a la salida una bomba de carga como fuente de corriente, y luego, un integrador.



La ventaja de este circuito es la capacidad de auto rastreo.

La salida del comparador de fase con el integrador, puede dirigir al VCO a acercar la diferencia de frecuencia hasta igualarlas.

Una vez alcanzada la igualdad, la tensión de salida es proporcional a la diferencia de fase, dirigiendo al VCO al error cero.

Se debe evitar la zona muerta en el diseño (zona donde la función de transferencia resultante del detector de fase es plana).

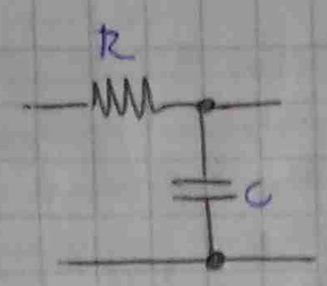
Puede alcanzar error de fase cero.

Filtro de Bucle.

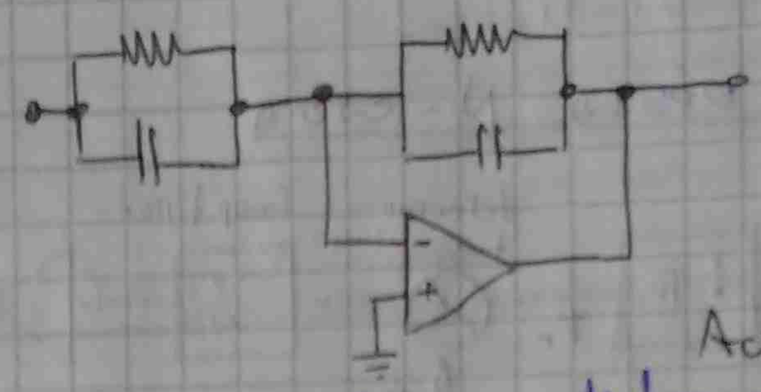
Es un filtro pasa bajos. Tiene dos obj:

- Eliminar el ruido y cualquier componente de alta frecuencia de la salida del detector de fase.
- Es el bloque mas importante en la determinación de las caract. dinámicas del lazo, rango de captura, respuesta en frecuencia y respuesta transitorias. El orden del filtro determina el orden y estabilidad del Lazo PLL.

Hay dos tipos, Activos y los Pasivos.



Pasivo.



Activo.

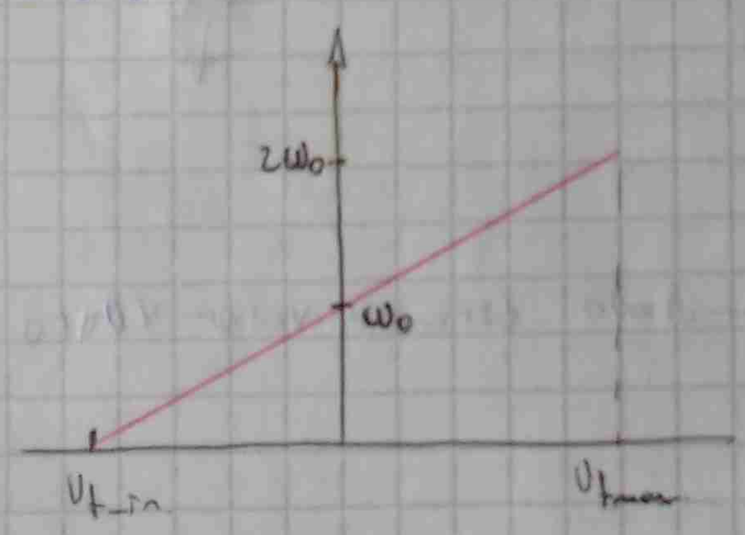
Pasivos: Son lineales de bajo ruido (relativamente) y rango de frecuencia limitado. No son prácticos de implementar cuando $R > 100K\Omega$ y $C > 100pF$, son difíciles de ubicar un polo al origen para incrementar el tipo del sistema.

Activos: En algunos filtros C puede ser muy grande y R también. Esto es debido a la baja frec cercana a cero requerida

VCO

Es un osc. controlado por voltaje. Puede sintonizarse mediante capacitores variables (varactores), corriente, tensión, o la fuente de alimentación.

El obj de un sintetizador es generar frecuencias, a partir de una de referencia. Se adopta el VCO



Divisor de frec. programable

Es un div. de frec que permite la comparación con la frec de ref.

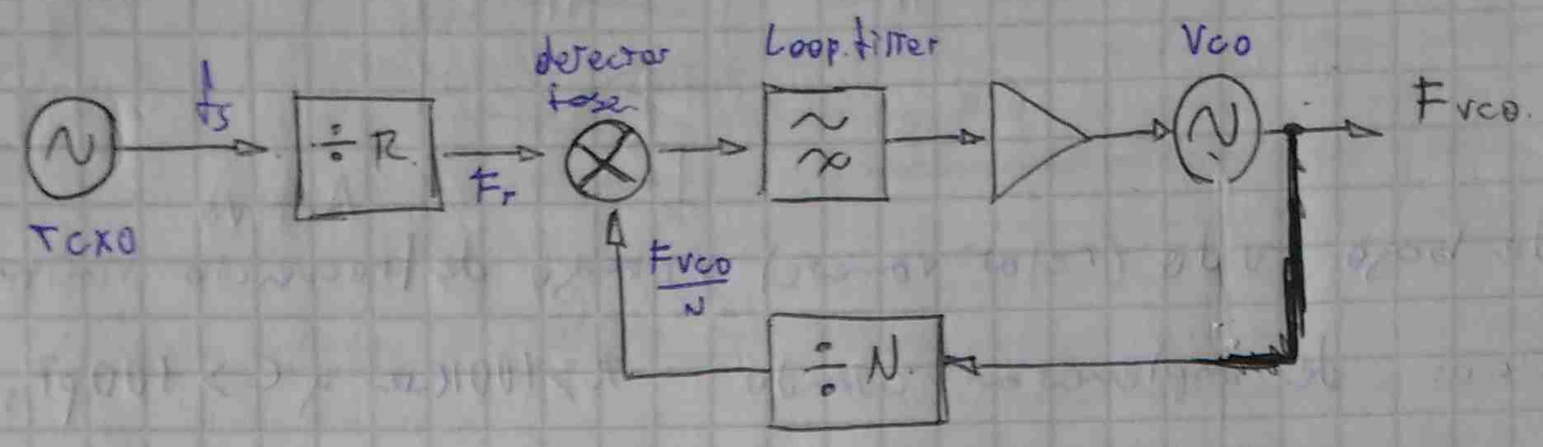
Están basados en FF, latches, utilizando lógicas estáticas o dinámicas.

Función de transf. S.27.

" " " PLL simple.

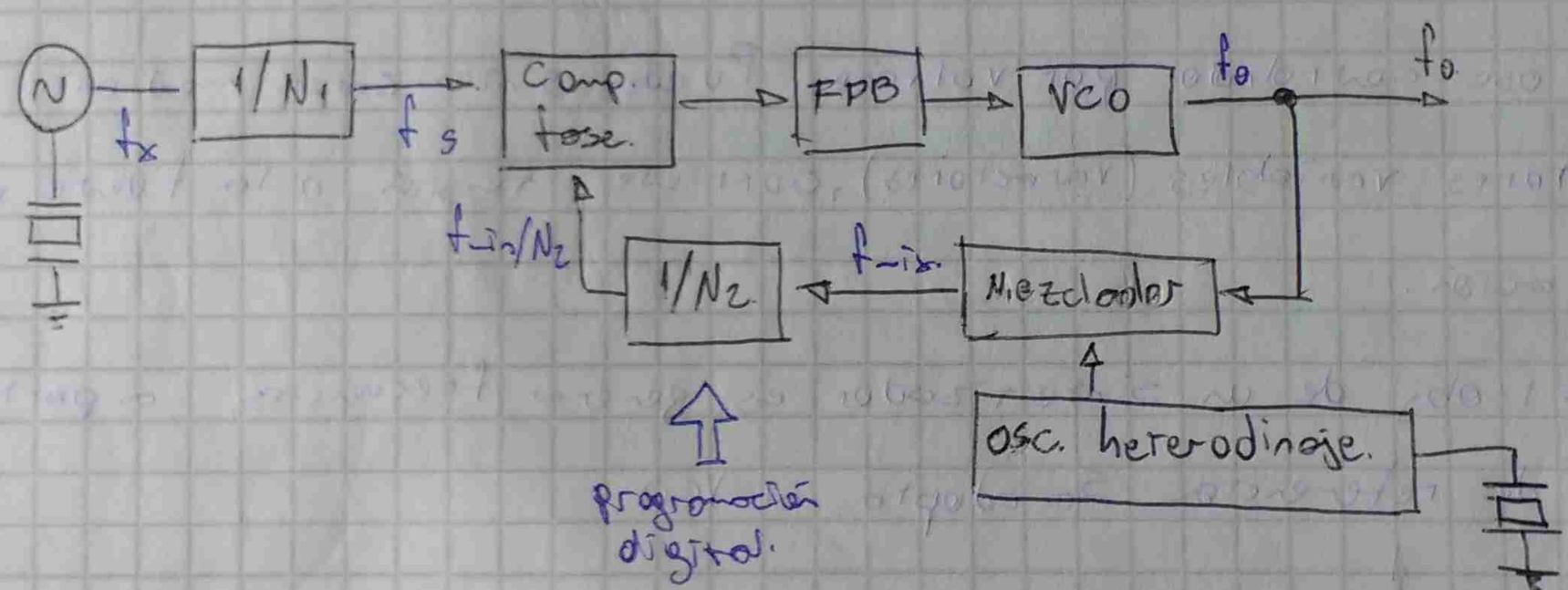
PLL como sintetizador de frec. S.34

Sintetizador básico N-entero.



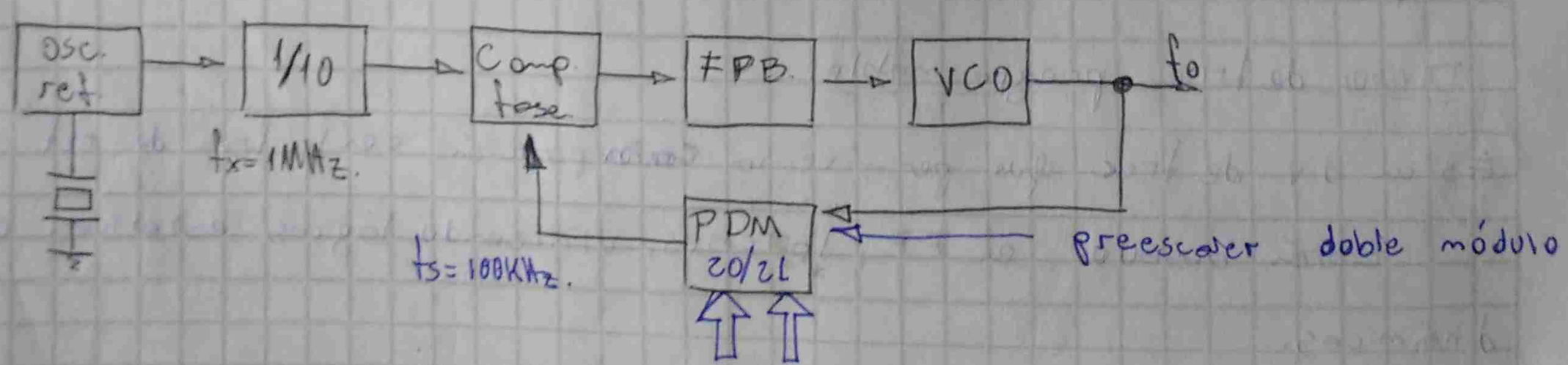
Es conveniente que f_s sea lo más alto posible, para que sea fácilmente removido por el FPB.

Sintetizador tipo Down Converter.

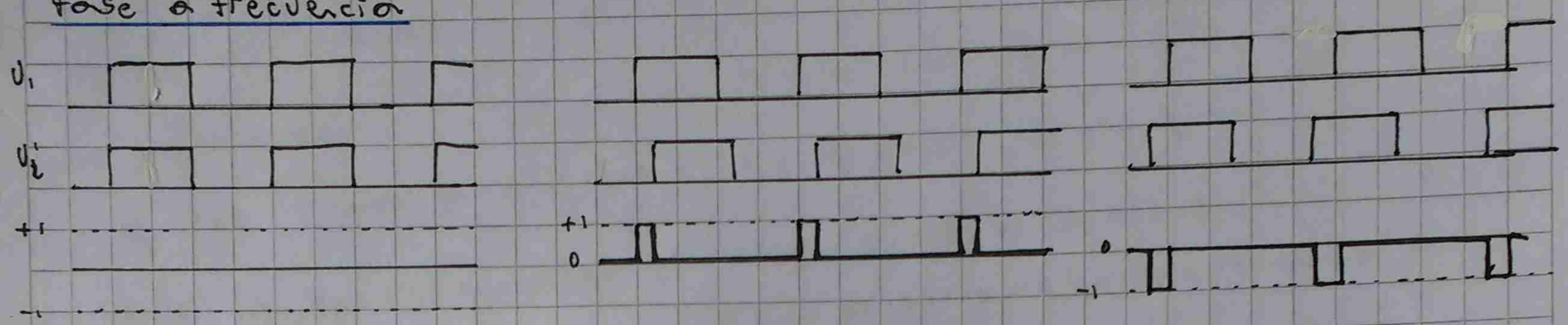


PLL con prescaler de doble módulo.

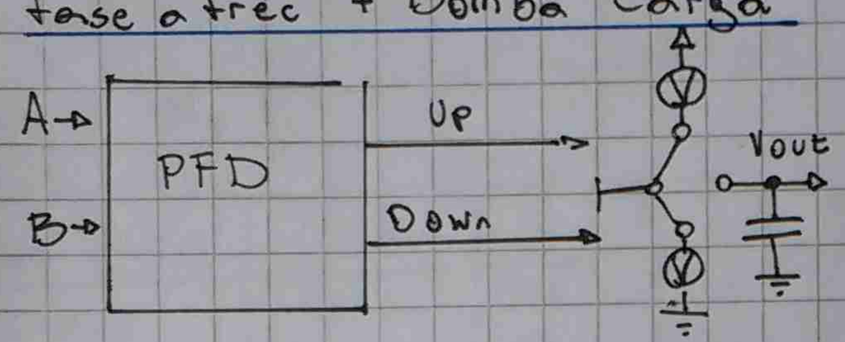
Es un contador cuya división puede ser conmutada entre un valor y otro con una señal externa.

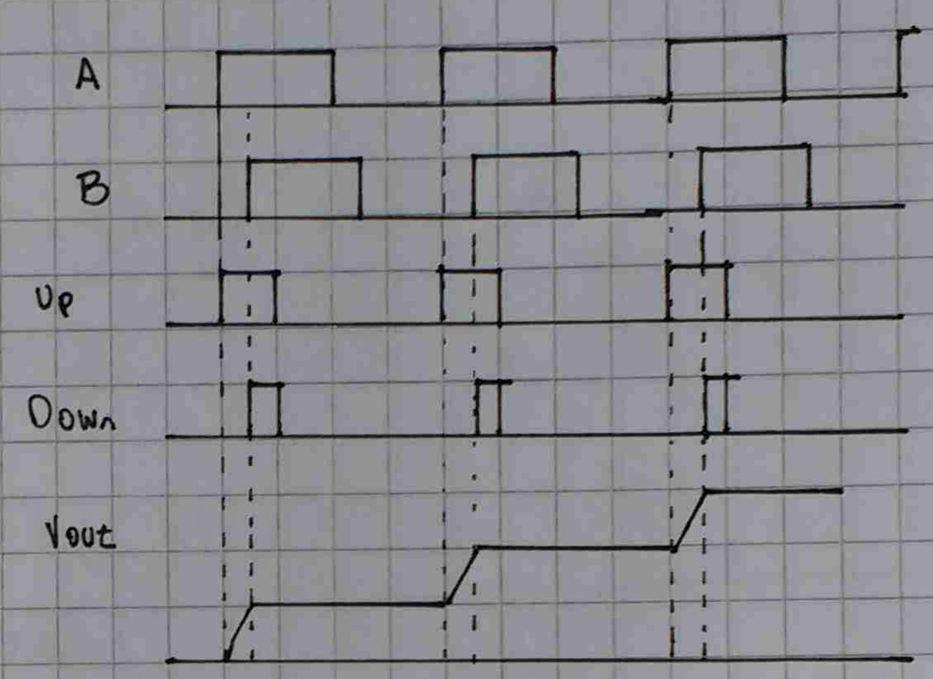


fase a frecuencia



fase a frec + Bomba Carga





En un PLL con filtro RRC K, ξ y $\bar{\omega}_n$ pueden determinarse independientemente uno del otro

EN UN PLL con filtro RC si $\tau_2 = 0$, no es posible la elección independiente de ξ y ω_n.

PLL prescaler doble módulo

$f_o = 118.000 - 135.975\,MHz$

$f_{ref} = 25\,KHz.$

Uso un preescaler 40/41

$$N = \frac{f_{osc}}{f_{(step)}} = \frac{135.975\,MHz}{25\,KHz} = 5439$$

Se debe cumplir que.

$N = N_p \cdot P + A$ Con $p = 40$ y $A = 0$

$5439 = N_p(40) \Rightarrow N_p = 135.975 \approx 135$

Calculo A.

$A = N - N_p \cdot P = 5439 - 135 \cdot 40 = 39.$

$$N = \frac{f_{in.}}{f_{(step)}} = \frac{118\,MHz.}{25\,KHz} = 4720$$

Se debe cumplir que.

$N = N_p \cdot P + A$ $p = 40$ y $A = 0$

$4720 = N_p \cdot (40) \Rightarrow N_p = 118.$

Como dá entero no hay que recalcular A.

f_{out} [MHz]	N_{tot}	N	A
118.000	4720	118	0
118.025	4721	118	1
		⋮	⋮
118.975	4759	118	39
119.000	4760	119	0.

$p = 40.$, A llega hasta 39

$P > A$

PLL prescaler doble módulo $P = 20/21$

$f_{out} = 98.7\,MHz - 118.7\,MHz.$

$f_{ch} = 100\,KHz.$

$$N = \frac{f_{osc}}{f_{(ch)}} = \frac{118.7\,MHz.}{100\,KHz} = 1187$$

Se debe cumplir

$N = N_p \cdot P + A$ Con $P = 20$ y $A = 0$

$1187 = N_p \cdot (20) \Rightarrow N_p = 59.35 \approx 59$

Recalculamos A (N_p no entero).

$A = N - N_p \cdot P = 1187 - 59 \cdot 20 = 7$

$$N = \frac{f_{in.}}{f_{(ch)}} = \frac{98.7\,MHz.}{100\,KHz} = 987$$

$N = N_p P + A$ Con $p = 20$ y $A = 0$

$987 = N_p(20) \Rightarrow N_p = 49.35 \approx 49$

$A = N - N_p P = 987 - 49 \cdot 20 = 7.$

N_p	A	$N_p \cdot 20 + A$
49	7...19	
50	0...19	
59	0...19	

Quiero un preescaler con. $f_0 = 118.000 - 135.975$ MHz

$f_{CH} = f_{ref} = 25$ KHz.

$$N = \frac{f_{osc}}{f_{step}} = \frac{135,975 \text{ MHz}}{25 \text{ KHz}} = 5439$$

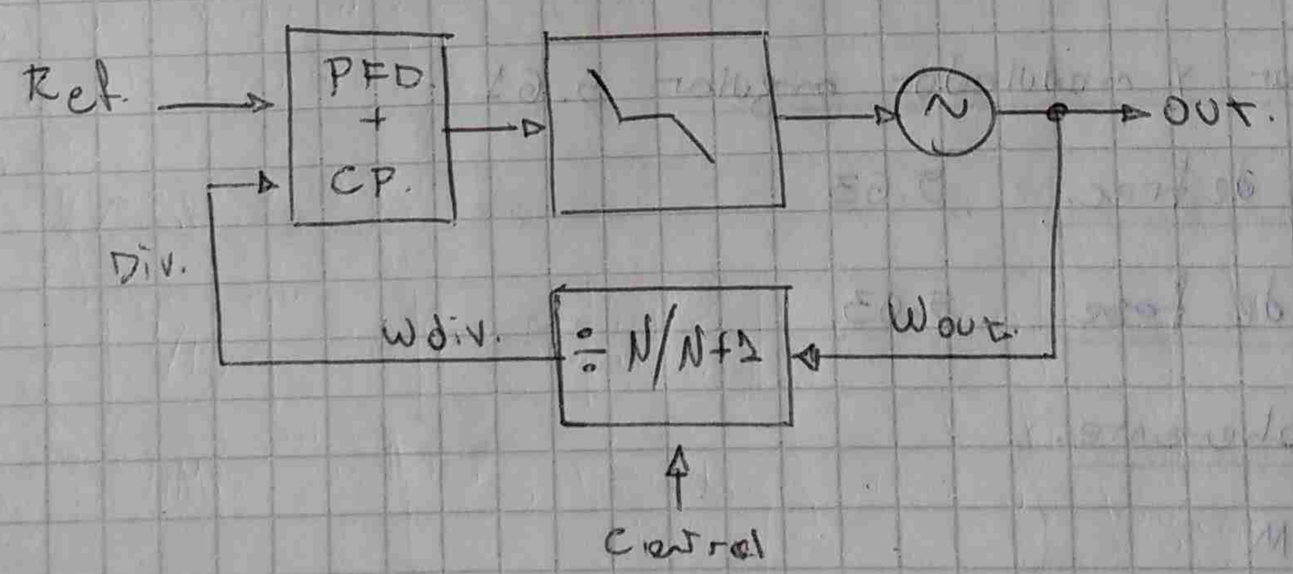
PLL N fraccional.

En un PLL N entero, la frec de salida es un multiplo de la Wref. El objetivo del PLL N fraccional es mejorar el ruido de fase e incrementar el valor de la frecuencia de referencia, mejorar la velocidad de conmutación y el ancho de banda del lazo.

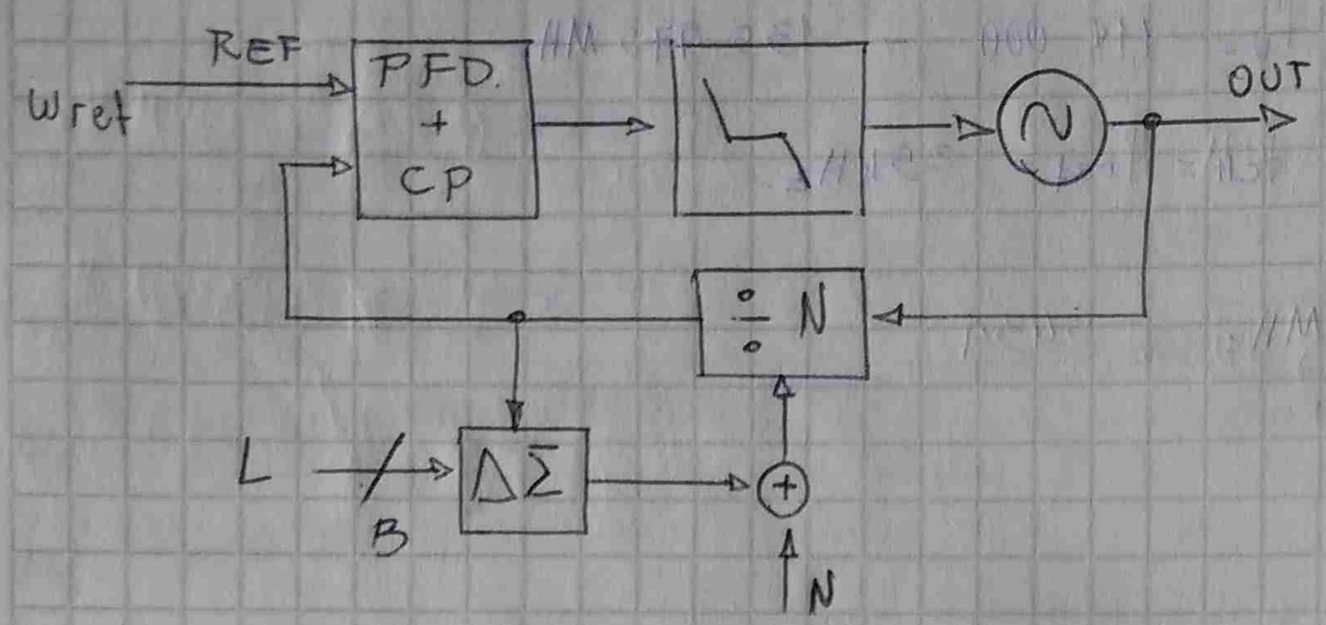
La idea del PLL fraccional es: Cuando está bloqueado, el factor de modulación se modula entre dos valores enteros, N y N+1, para obtener una relación promedio.

Durante los primeros L ciclos la señal se divide por N+1, y para los (F-L) restantes por N.

- Un perfecto match de fase se recupera después de un intervalo Ftref.
- El promedio de error de fase entre REF y DIV sigue siendo cero.



PLL fraccional Delta Sigma



Si L es la errada, la salida será

$$\boxed{W_{OUT} = W_{ref} \cdot \left(N + \frac{L}{2^B}\right)}$$

B = Cantidad de bits de la palabra

Es capaz de cambiar los comp de ruido de cuantificación en altas frecuencias. Un inconveniente del PLL fraccional, es que al estar oscilando entre 11 y 12, en cada período de referencia, aparece un espúreo en el medio de la frec de ref.

Ruido de fase en el PLL.

Hay 3 principales:

1) Ruido plano
2) Ruido $\frac{1}{f}$ (flicker) debido a la bomba de carga
3) Ruido debido a las partes fraccionarias.

Aplicaciones PLL

- Sintetizador en AF 5.58
- Receptor Homodino o Sincrodino 5.60
- Recuperación de la portadora 5.61
- Sintetizador y modulador angular 5.61
- Modulador de frec. 5.63
- " de fase. 5.63
- Demod. Coherente.
- " PM
- " FM
- " AM

} 5.65

5 Adaptación de Impedancias. libro Kikkert.

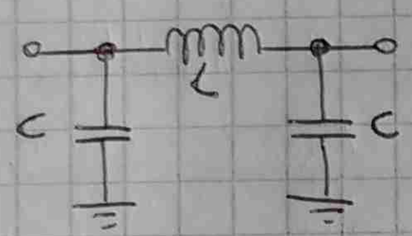
Para lograr la máxima transferencia de potencia, la impedancia de la fuente y de la carga deben estar conjugadas a las impedancias del dispositivo.

Adaptación con LC.

Hasta 1GHz funcionan bien, para mas frecy conviene líneas de transición.

Red Pi

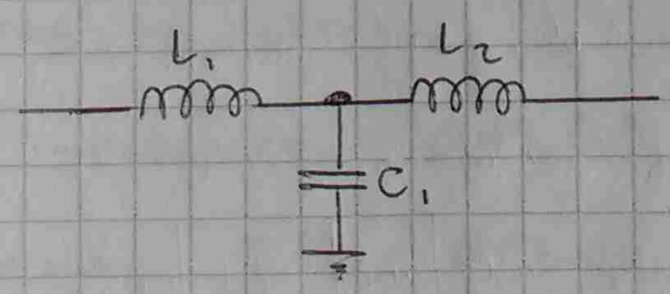
Para adaptar redes de alta impedancia a 50 Ω



El ancho Q queda dado por la relación de transf de impedancias.

Red pasa bajos T.

Muy buena para ser usada en una red de adaptación de salida en una etapa amplificadora de potencia, donde la salida se conecta a una antena.



$X_{L_1} = Q R_D - X_D$ donde $R_D + j X_D$ es la impedancia del dispositivo

$$X_{L_2} = R_L \cdot A.$$

$$X_{C_1} = \frac{B.}{Q+A.}$$

donde:

$$A = \sqrt{\left[\frac{R_D\ (1+Q^2)}{R_L}\right] - 1} = \sqrt{\left[\frac{B}{R_L.}\right] - 1}.$$

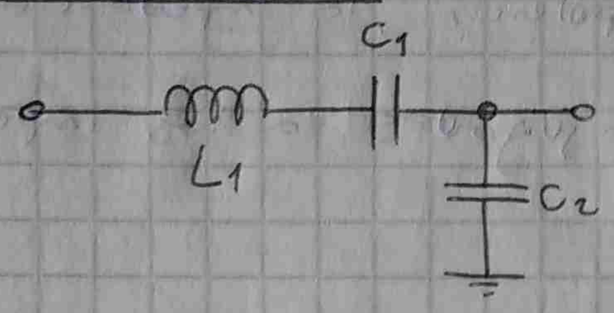
$$B = R_D\ (1+Q^2)$$

NOTA:

El Q está relacionado con la transf. de impedancias.

$$Q_{min} = \sqrt{\frac{R_L}{R_D} - 1}$$

Red Pasabanda L



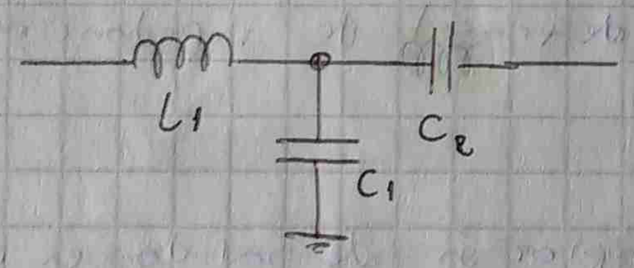
Usada en los circuitos de prueba. C_1 en serie bloquea la continua.

$X_{C1} = Q R_D$ donde $R_D + jX_D$ es la impedancia del disp.

$$X_{C2} = R_L \sqrt{\frac{R_D}{R_L - R_D}}$$

$$X_{L2} = X_{C1} + \left(\frac{R_D \cdot R_L}{X_{C2}}\right)$$

Red Pasabanda T



$X_{L1} = Q R_D - X_D$ donde $R_D + jX_D$ es la imp. del dispositivo

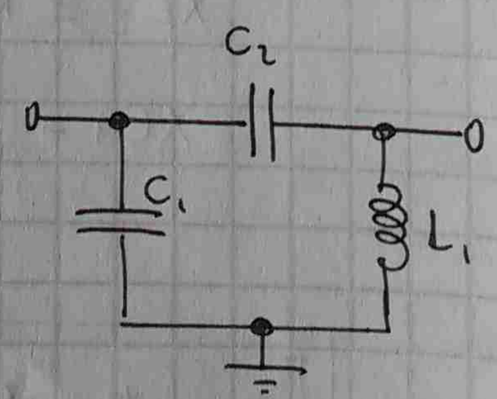
$$X_{C2} = A R_L$$

$$X_{C1} = \frac{B}{Q - A}$$

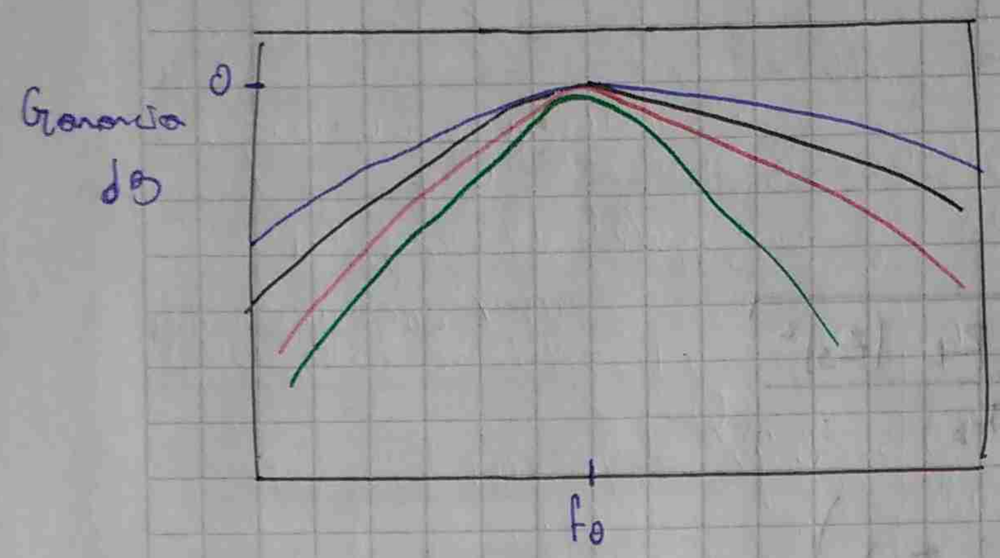
Esta red solo se puede utilizar si $R_D < R_L$

Transformador Capacitivo de Impedancia

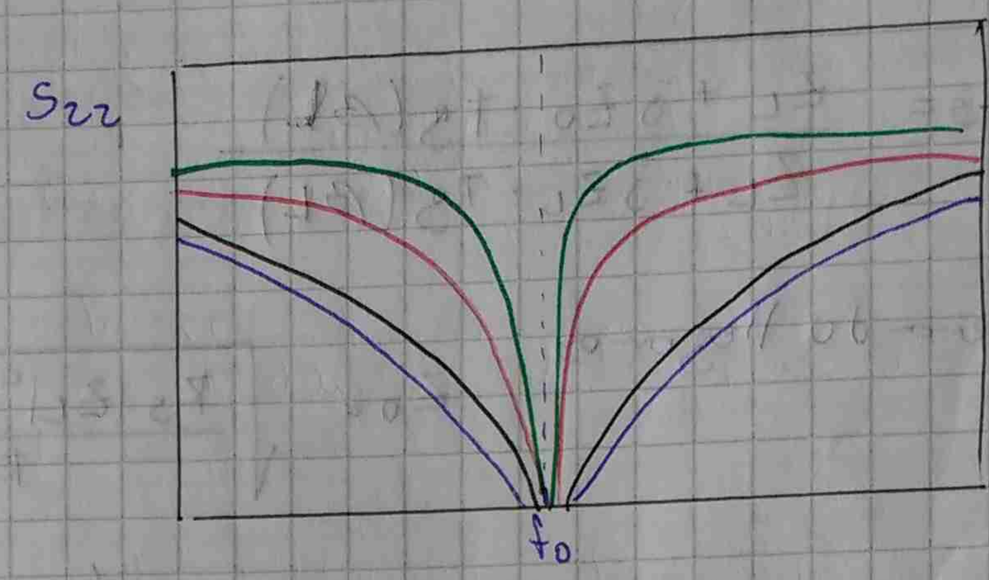
Para adaptar entre transistores.



El Q normalmente se selecciona para que sea lo mas bajo posible de esta manera proveerá el mayor ancho de banda.



Pasabanda T
Pasabajos T
Pasabanda L
Pi



Pasabanda T
Pasabajos T
Pasabanda L
Pi

El Pasabajos T, Pasabanda T y Pasabanda L presentan alta impedancia al segundo armónico. Por esto circulará menos corriente y aumenta el rendimiento en los FET y Bipolares.

Adaptador por transformador

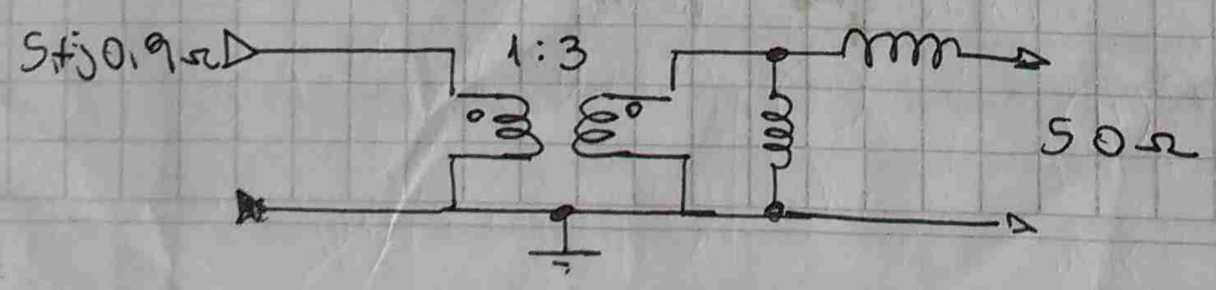
La transformación de impedancias están limitadas al cuadrado de fracciones simples. Porque la rel. de transf. es cuadr. y la cant. de vueltas es entera.

Quiero una impedancia $5+j0.9\ \Omega$ y a la salida tengo $50\ \Omega$

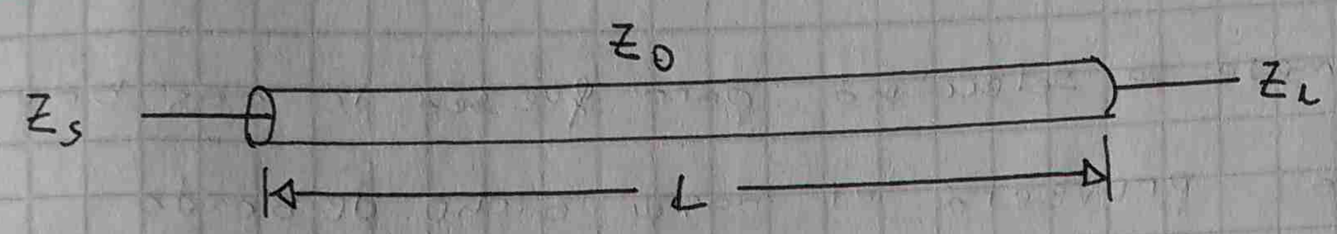
Con una relación 3:1 obtengo una relación de impedancia de 9:1 por lo tanto.

$$\frac{50\Omega}{9} = 5,55\ \Omega \approx 5+j0,9\ \Omega$$

Esto para que la mayor potencia sea transferida.



Adaptación por línea de transmisión:



$$Z_s = \frac{Z_L + jZ_0 \cdot tg(\beta L)}{Z_L + jZ_L \cdot tg(\beta L)}$$

Operando llegamos.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_s |Z_L|^2 - R_L |Z_s|^2}{R_L - R_s}}$$

$$\theta = arc\,tg\left(\frac{Z_0 (R_s - R_L)}{R_s X_L + R_L X_s}\right)$$

Estas ecuaciones no siempre tienen solución, pero si no es posible la adaptación, se modifica la impedancia usando una long. mas corta.

Adaptación Banda Ancha

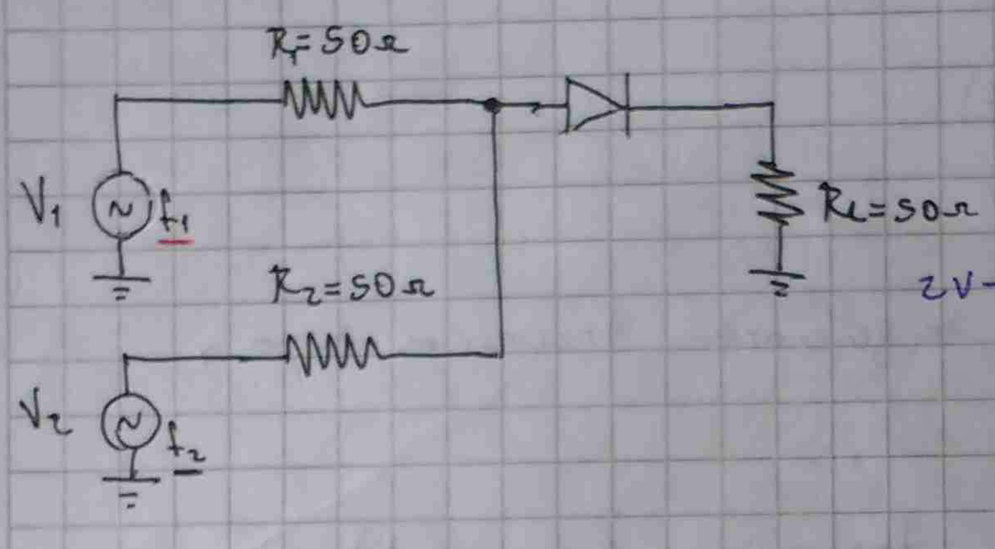
Si se necesita para un disp activo, las imp del disp. deben poder representarse en forma exacta por un circuito simple (RC).

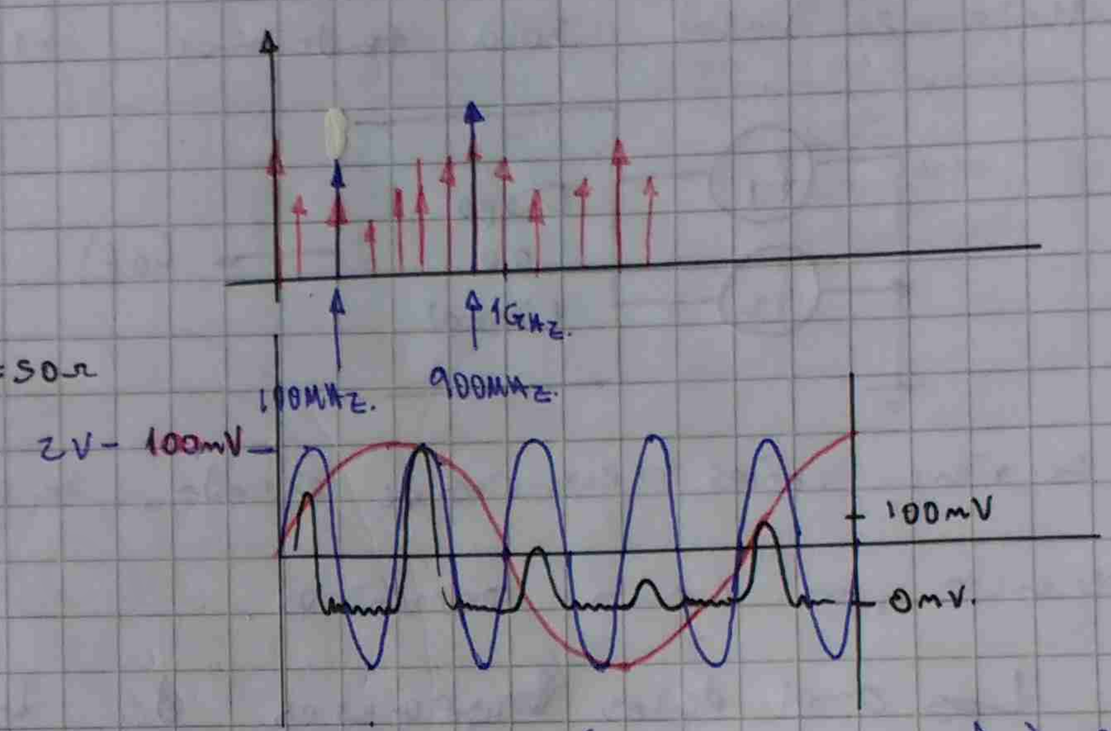
Utilizando AWRDE podemos implementar varias etapas en cascada y luego mejorar la performance por optimización.

Mezcladores:

Como entrada f_1 y f_2, y a la salida obtengo $mf_1 + nf_2$, donde m y f son números enteros. Las frec mas deseables suelen ser f_1+f_2 y f_1-f_2 para $f_1>f_2$.

Mezclador a Diodo:



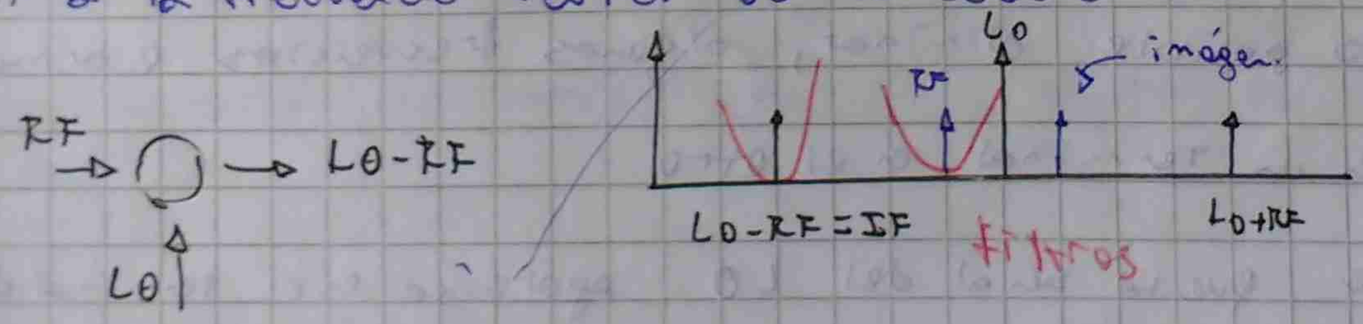


Muchos de los esquemas tienen la misma amplitud (o muy parecida) que las frec. buscadas $f_{LO}+f_{RF}$, f_{LO}, $f_{LO}-f_{RF}$. Modulación AM.

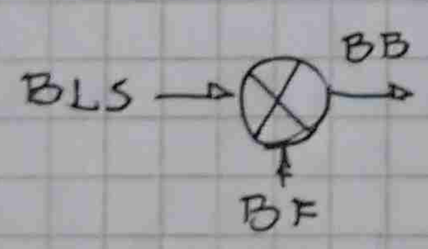
La amplitud del OL es 20 veces mayor que la señal de RF

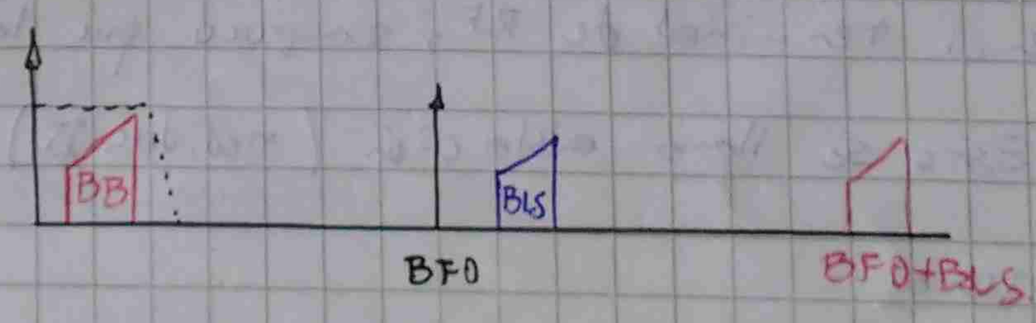
Aplicación como mezclador.

Utilizados en los receptores heterodinos para trasladar la señal de RF a la frecuencia central de la cadena FI.



Detector de producto.





En un receptor de BLU. BFO es oscilador de frecuencia de batido.

Upconverter y down converter

El primero se usa para trasladar una señal a frecuencias mas elevadas y el segundo lo inverso. Incluyen todo lo necesario para la modulación.

Teoría mezcladores:

Mezclador forzado por un disp. no lineal. Si el disp. fuera perfectamente lineal solo tendríamos f_1 y f_2.

Si se tienen varias frecuencias de entrada, se generarán frecuencias suma y diferencia, así como armónicos.

Las ampl. de los componentes de frecuencia suma y diferencia, son proporcionales al producto $V_1 * V_2$ de las ampl. de las señales de entrada

Mezcladores simétricos balanceados o equilibrados

No siempre se tolera que una señal de la misma frecuencia que la señal aplicada a un terminal aparezca en otro

Construyendo el mezclador con un número par de disp. dispuestos en forma simétrica es posible eliminar, algunas frecuencias o armónicos de la señal aplicada en un terminal en el otro.

No es conveniente que la señal del LO aparezca en el terminal de IF ni en el terminal de RF, tampoco que la señal de RF pase al terminal de IF. Esto se llama aislación (medidas IV).

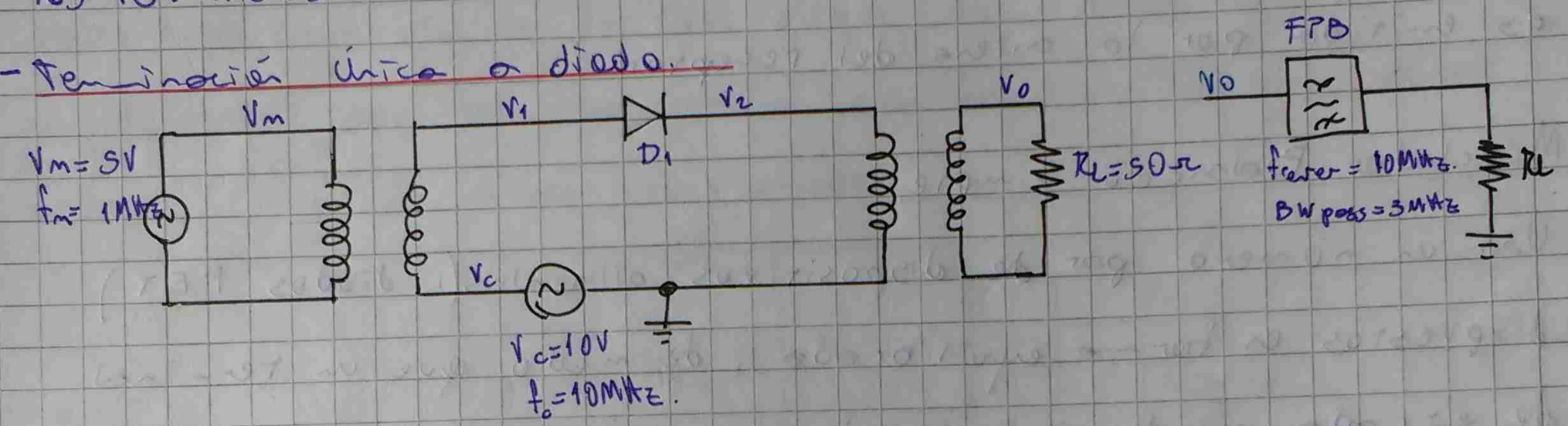
Señal bitonal

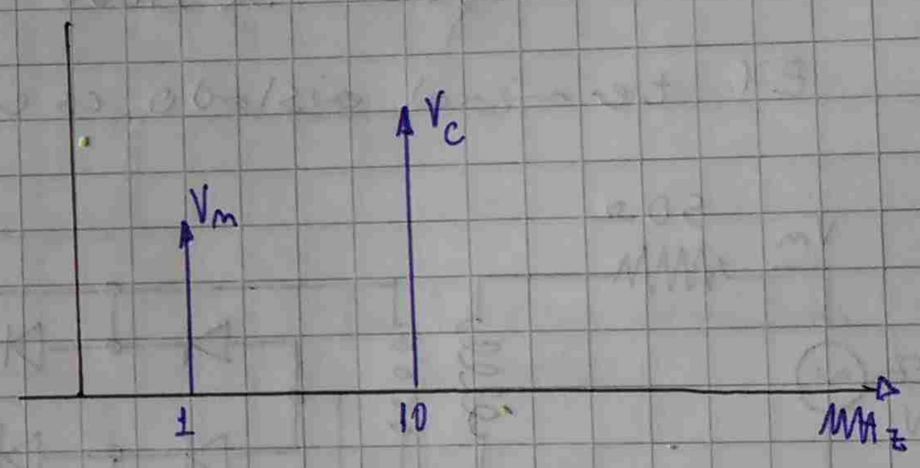
Sumar dos frecuencias (señales) distintas. La dif entre ambas es mucho menor que el promedio.

Mezclador de terminación única.

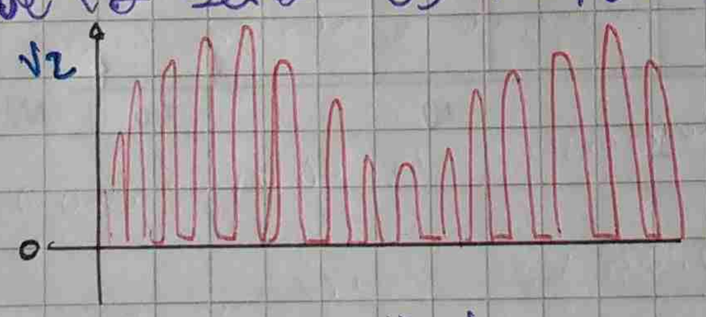
Utilizan un único dispositivo alineal. Al tener un solo dispositivo, no hay simetrías que permitan eliminar frecuencias no deseadas de los terminales.

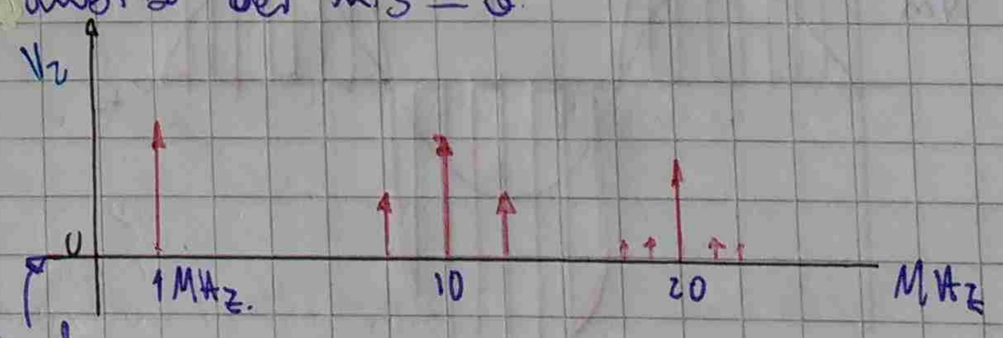
- Terminación única a diodo.





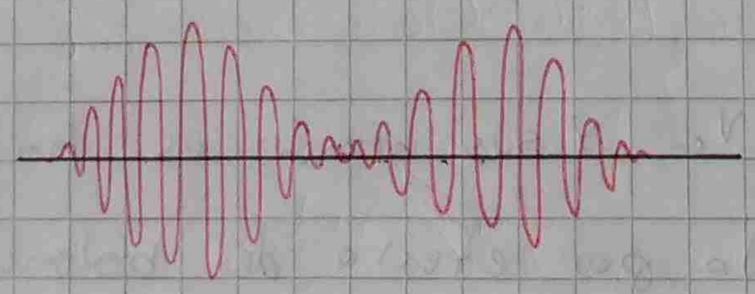
La señal en rojo se aplica al diodo. La característica alineal del diodo permite que solo circule corriente por él cuando la tensión de la señal es mayor que el umbral del mismo.

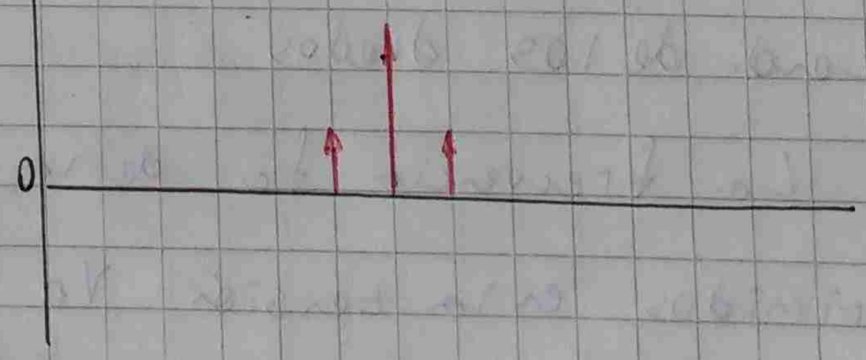




Corriente en el diodo mezclador. En la frec

La pasamos por un filtro pasa banda





A transistor (Balanceo simple).

Los mezcladores de terminación única con transistor son los preferidos.

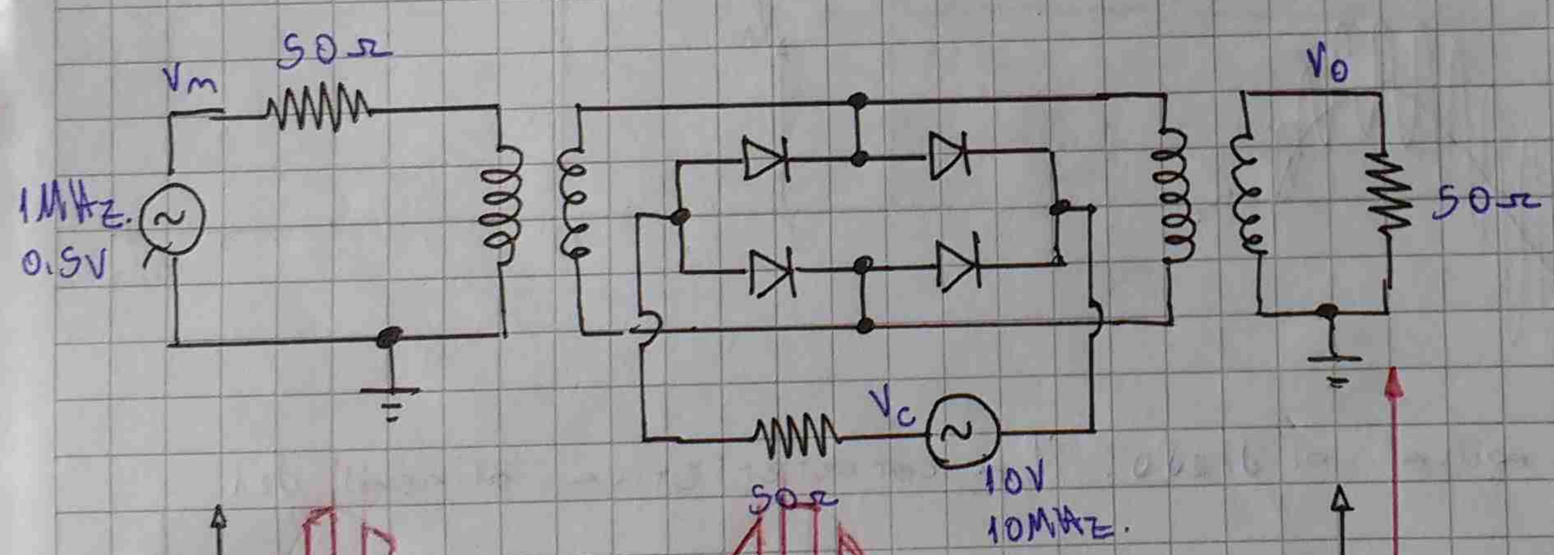
Permiten obtener una ganancia de conversión mayor a 1.

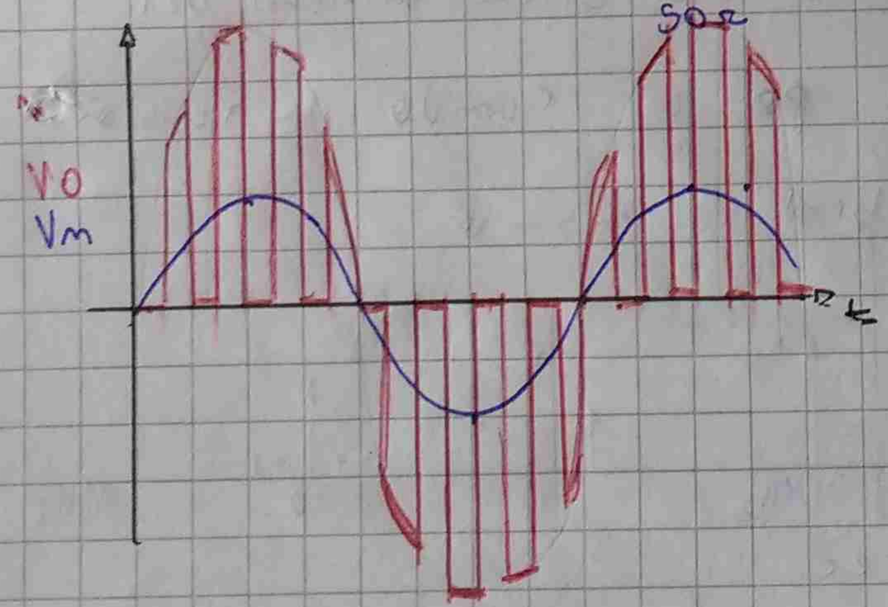
Tiene la ventaja de requerir poca potencia del LO debido a la alta impedancia de entrada. La desventaja es que si el receptor no tiene una etapa precedente amplificadora de RF la señal del LO es emitida por la antena del receptor.

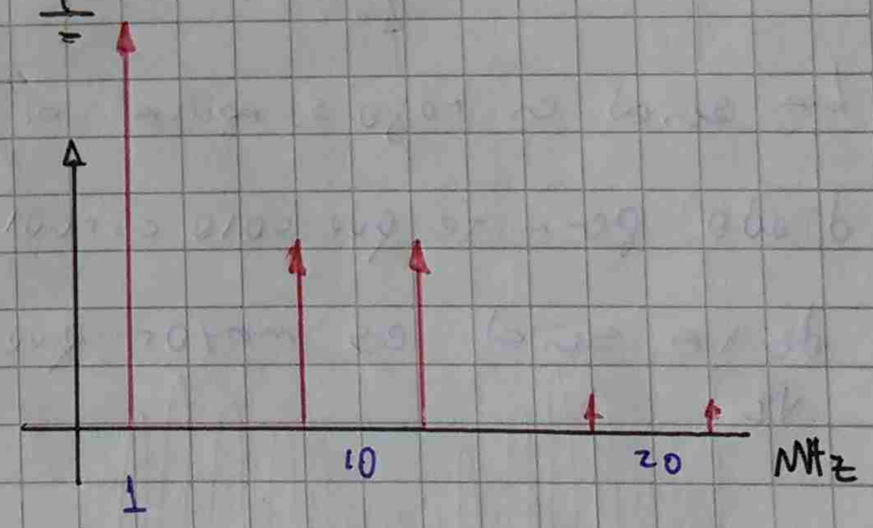
Mezclador Balanceo Simple.

Usa un número par de dispositivos alineales (diodos FET) dispuestos en forma equilibrada, de modo que un terminal de entrada queda aislado de los otros terminales.

El terminal aislado es en el que se aplica Vc.







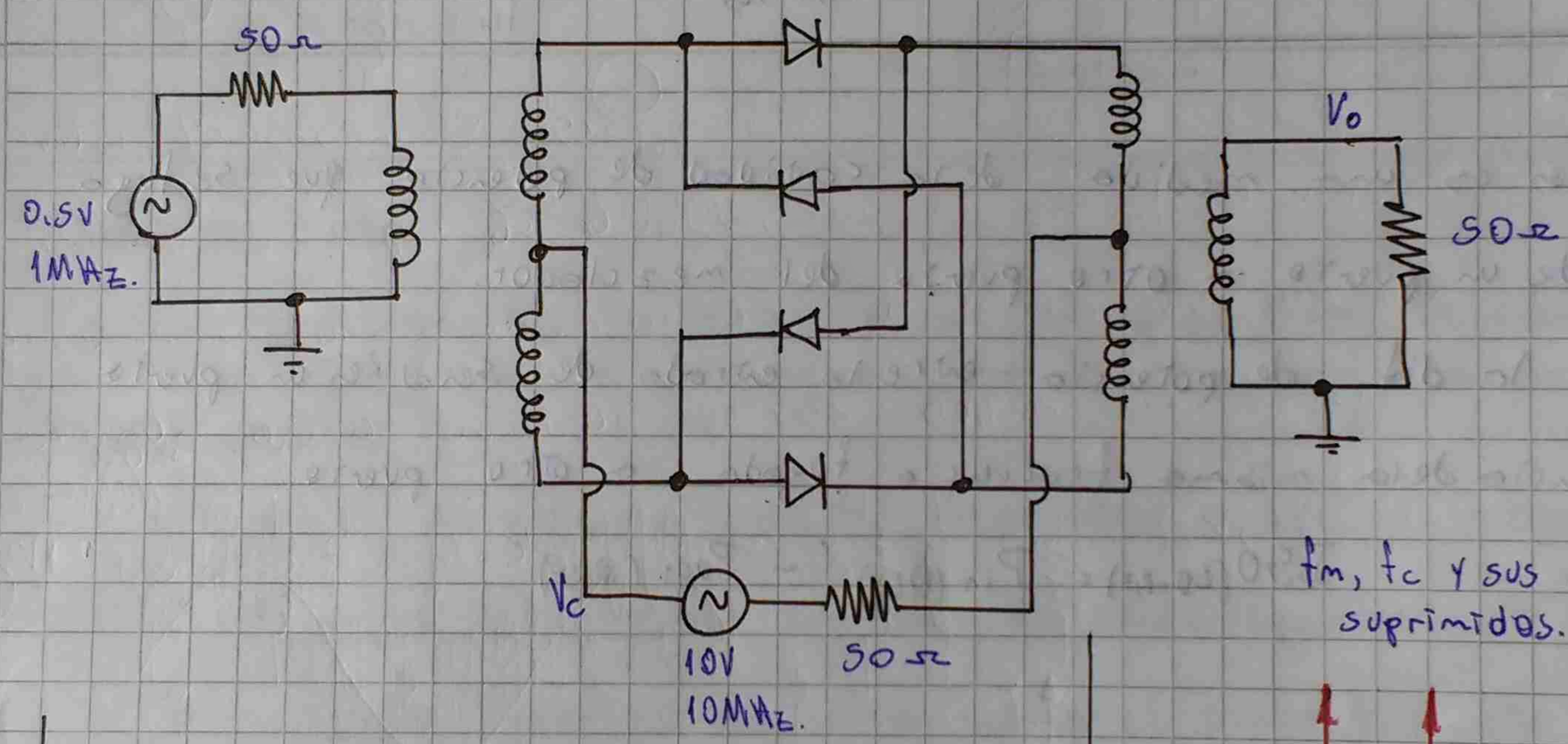
La señal Vc que tiene que tener amplitud mucho mayor que el Umbral de cond. de los diodos.

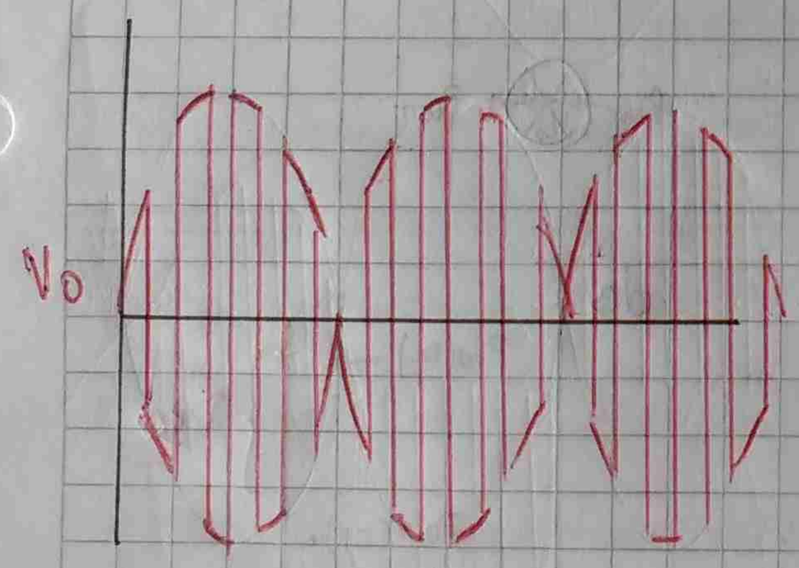
La frecuencia fc de la señal Vc y sus armónicas han sido suprimidos en la tensión Vo de salida por efecto del balanceo.

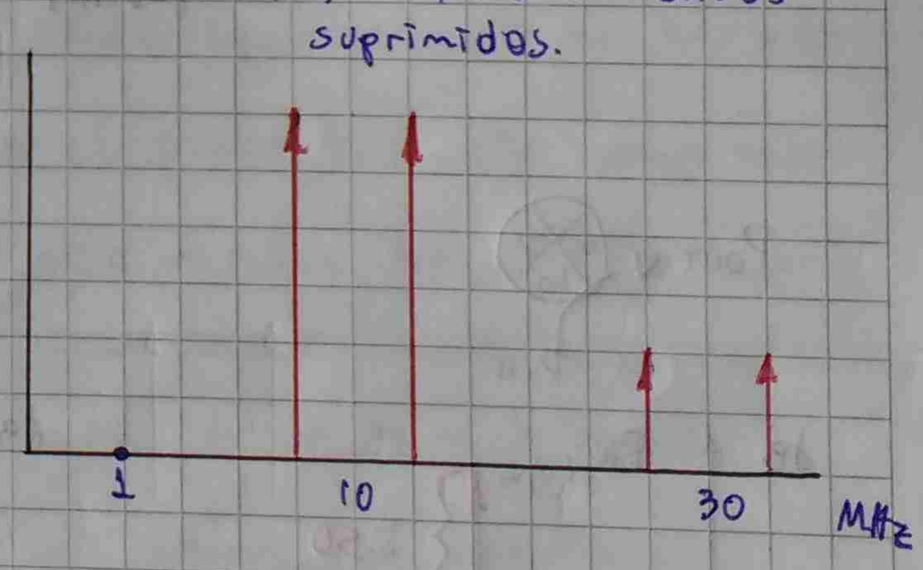
Mezclador Balanceo Doble.

Todos los terminales están aislados entre sí, por lo que las frecuencias de entrada no aparecen a la salida.

La corriente que circula por los tratos debido a V_c, no tiene efecto en los terminales de V_m y V_o, porque los Ampere Vuelta de los semi devanados superiores se cancela con los amper vuelta de los devanados interiores en cada transformador.





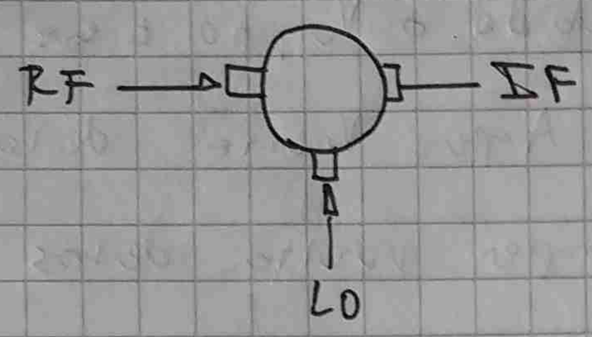


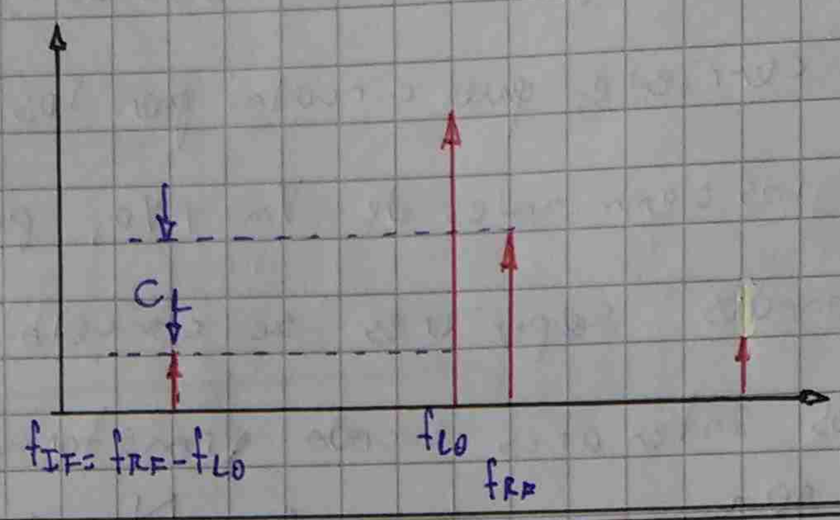
La supresión en la salida de V_m y V_c y sus armónicos se debe al balanceo doble.

Pérdida de Conversión.

Se define como la diferencia entre la potencia de RF de entrada y la potencia IF de salida

$$C_L = P_{RF} - P_{IF}$$



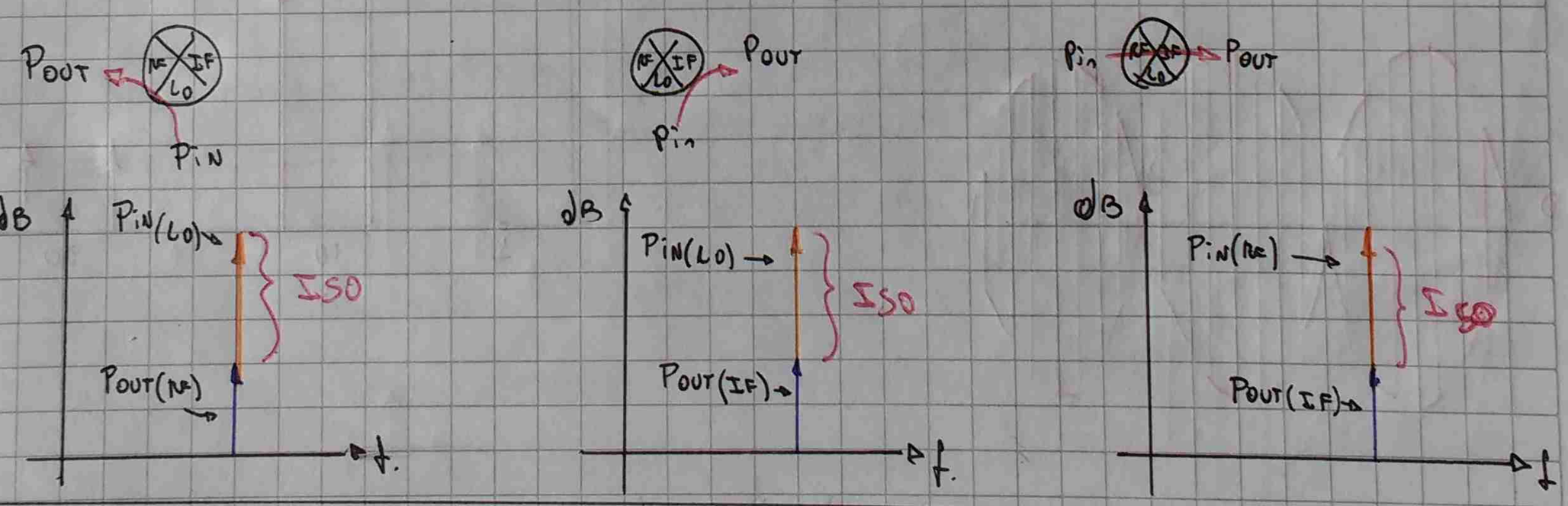


Aislaciones.

La aislación es una medida de la cantidad de potencia que se fuga o filtra de un puerto a otro puerto del mezclador.

Es la dif. de potencia entre la entrada de señal en un puerto y la potencia de la misma frecuencia fugada a otro puerto.

$$ISO_{(LO-RF)} = P_{in}(@LO) - P_{OUT}(@RF)$$



1dB de Compresión

En cond. de func. normal, la pérdida de conversión del mezcl. será constante, independ. de la $P_{in(RF)}$. Si $P_{in(RF)}$ aumenta en 1dB la salida de potencia de FI también debería aumentar en 1dB.

Cuando la pot de RF es muy grande, esta no se cumple.

def [Es una medida de la linealidad del mezclador y se define como la entrada de potencia necesaria para reducir la pérdida por conversión en 1dB del valor ideal.]

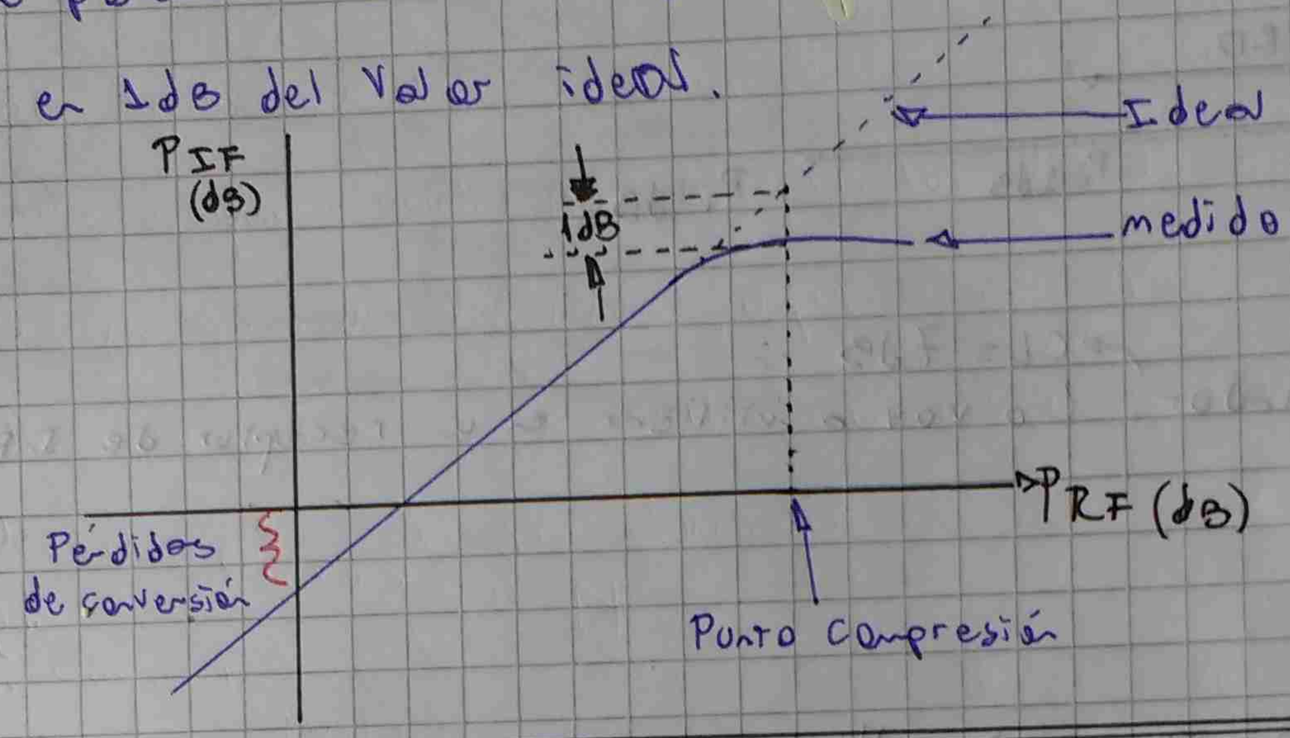


Figura de Ruido:

En los mezcladores es aprox igual a la pérdida de conversión.

Rango Dinámico

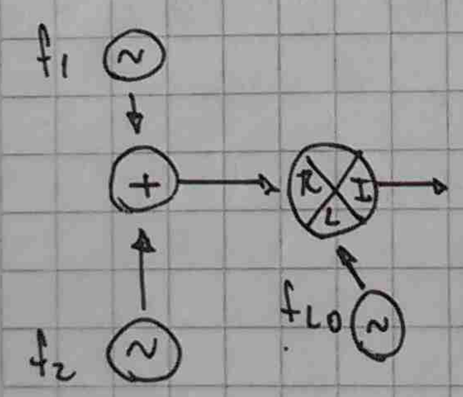
Es el rango de potencia de RF de entrada en que el mezclador es útil. El límite inferior es el piso de ruido equivalente a la entrada.

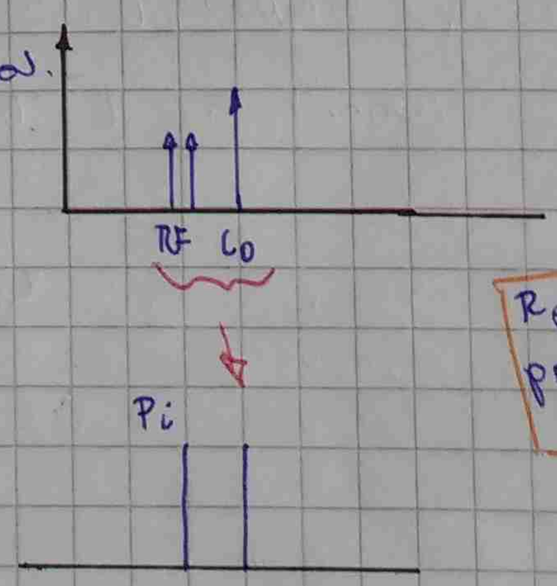
El límite superior se toma como el punto de 1dB compresión.

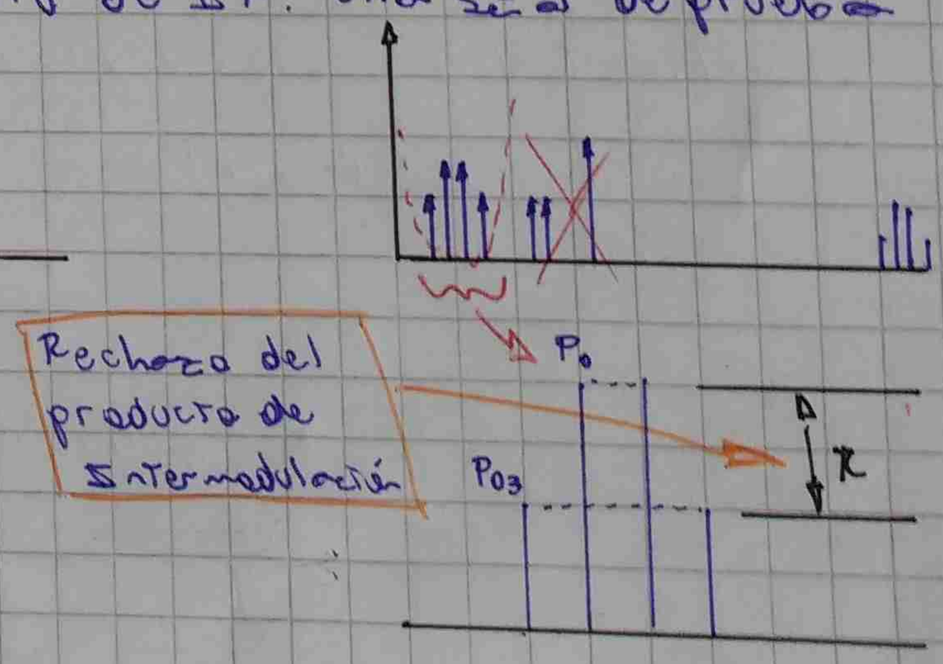
def [Es el rango de $P_{in(RF)}$ que va desde el piso de ruido hasta 1dB compr.]

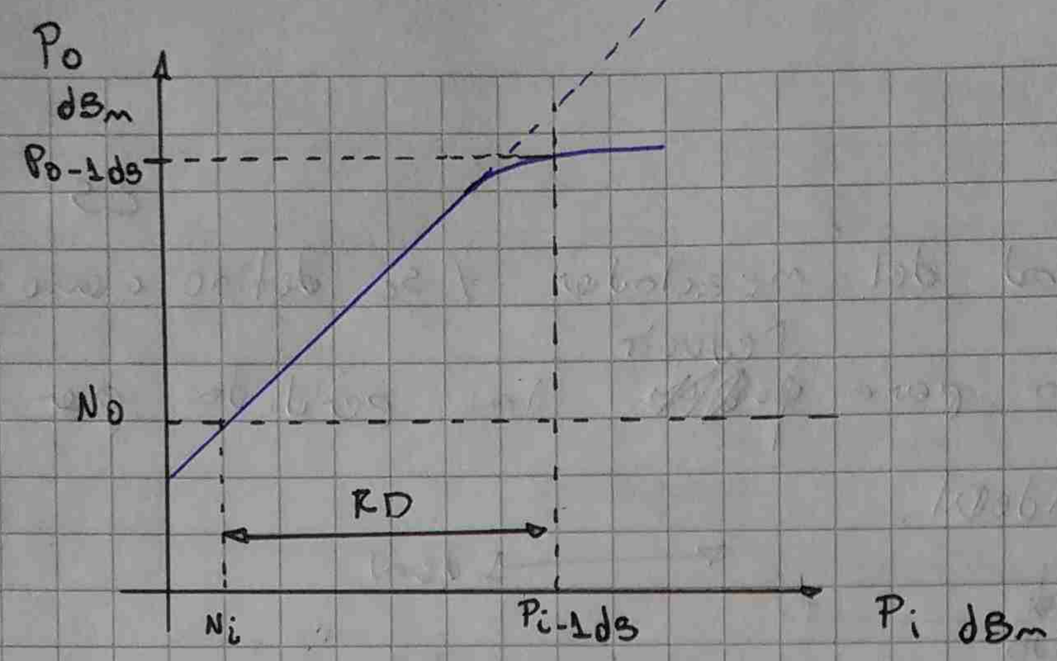
Punto intercepción de 3er Órden por el método de la señal bitonal

Próximo al punto de 1dB de compr. comienzan a aparecer prod de intermodulación. Los mas perjudiciales son aquellos que caen en el ancho de banda del filtro de IF. Una señal de prueba estandar es la bitonal.









Ejemplo:

Tengo un mezclador. (CL = 7dB) Lo voy a utilizar en un receptor de IF con

AB = 200 KHz

Calcular:

- Ruido de fondo equivalente N_i
- Rango dinámico RD.
- Rechazo R de los prod. 3er orden para P_i = 0dBm

$F \approx CL = \boxed{7dB}$

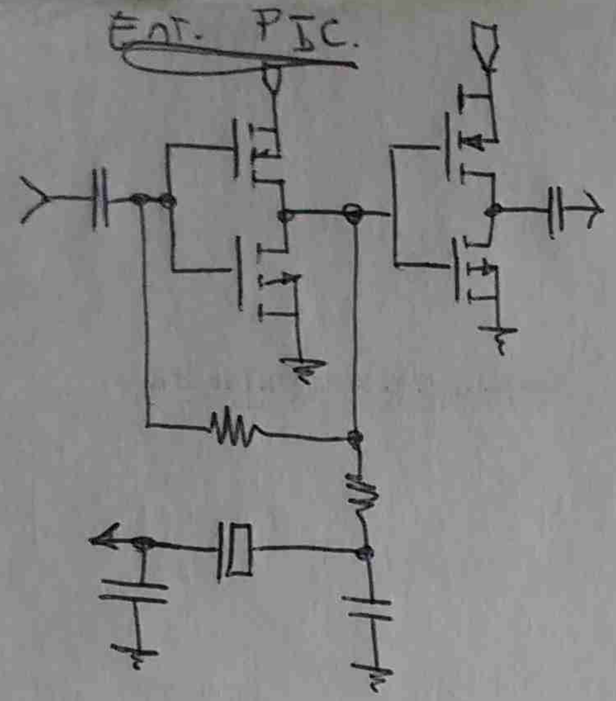
Ruido de fondo. $N_i = (KT)_{dBm} + F + 10\log(B)$

$= -174dBm + 7 + 10\log(200 \cdot 10^3) = \boxed{-114dB}$

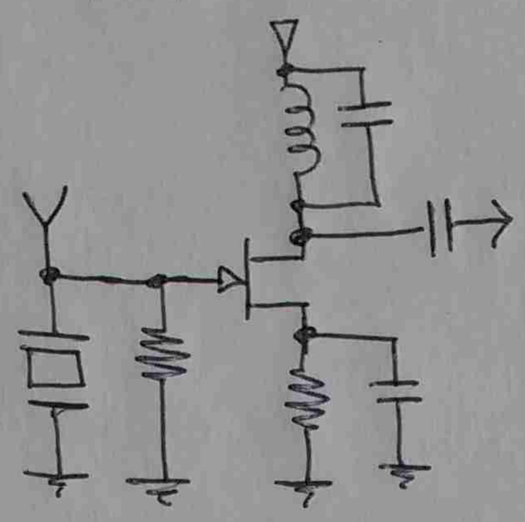
$RD = P_{i,-1dB} - N_i$

$= 7 - (-114) = \boxed{121dB}$

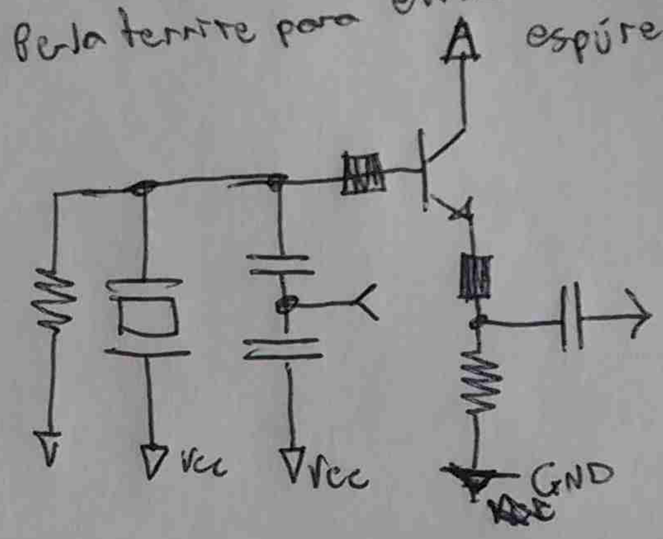
Ent. PIC.

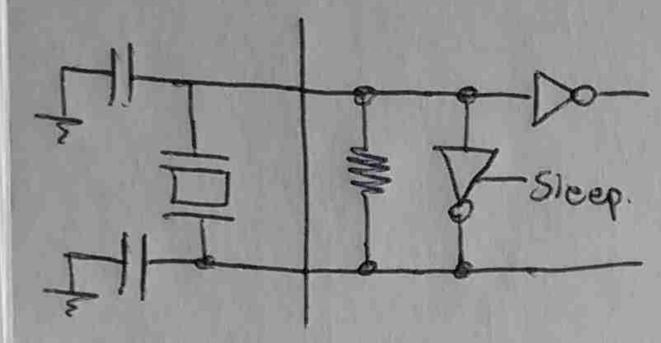


Miller JFET

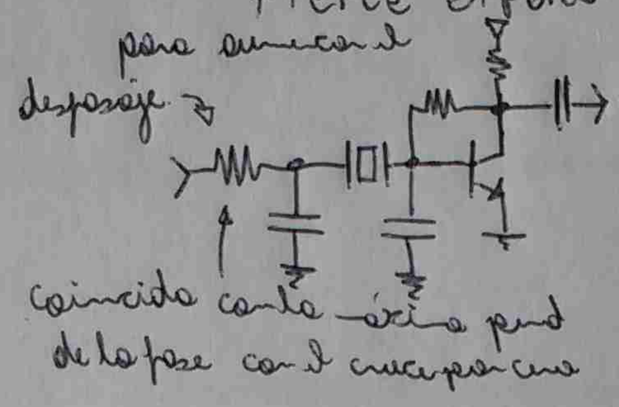


Colpitts.
Perla ferrite para evitar osc espúreos





Pierce Bipolar.

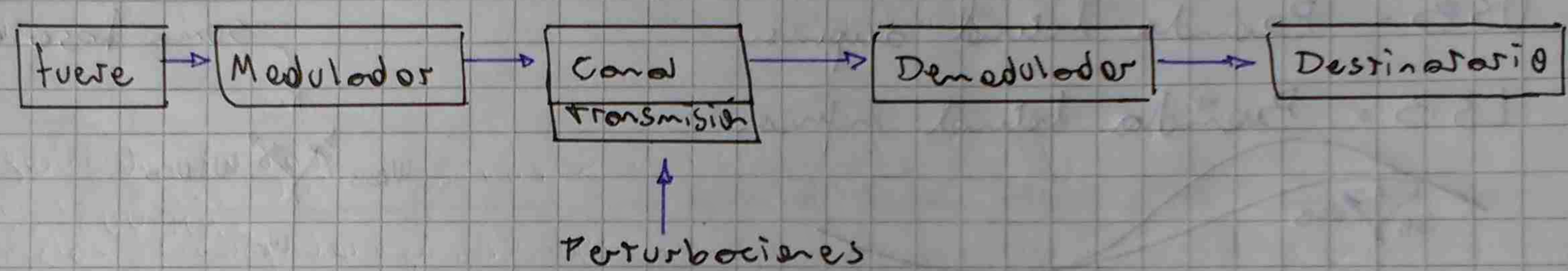


Moduladores

La Modulación se define como el proceso de transformar información de su forma original a una más adecuada para su transmisión. Demodulación es el proceso inverso.

Propósito de la modulación

Es adaptar la señal a transmitir al canal de comunicación entre la fuente y el receptor.



El propósito es enviar el mensaje transmitido $m(t)$ hacia el receptor.

Banda Base.

Es la banda por la cual enviamos el mensaje. Entre una frecuencia ≈ 0, hasta F_{max}.

Ancho de Banda de la señal

Es el rango de frecuencias sobre las que la señal tiene una potencia superior a -3dB (mitad de potencia de f_{max})

DSB AM
DSB SC

Modulación en amplitud en doble banda lateral portadora suprimida

$$m(t) = B \cos(\omega_m t)$$

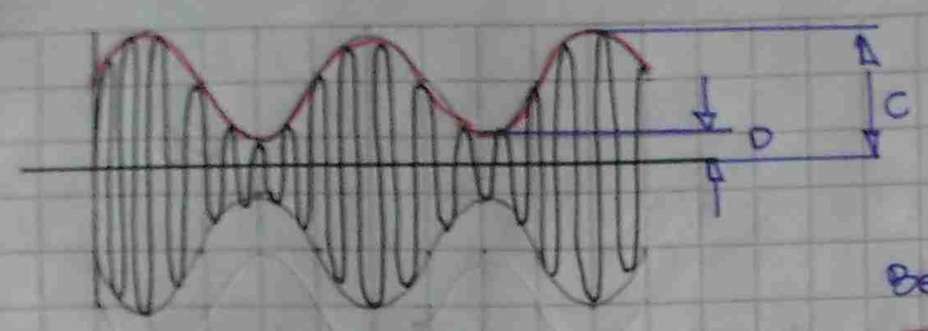
$$n(t) = A \cos(\omega t)$$

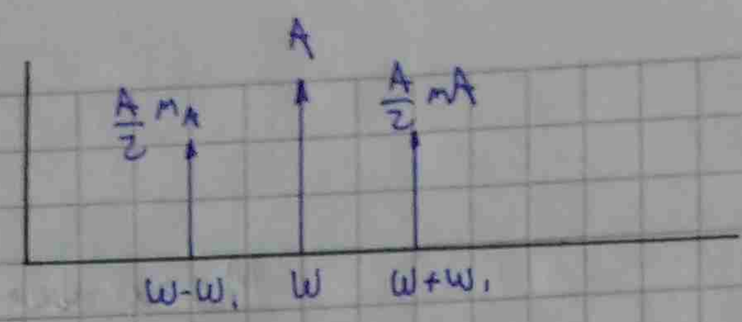
Indice modulación

$$m_A = \frac{B}{\quad}$$

Onda Modulada (DSB)

$$v(t) = A\cos\omega t + A\frac{m_A}{2}\cos(\omega+\omega_1)t + A\frac{m_A}{2}\cos(\omega-\omega_1)t$$





$$m_A = \frac{C-D}{C+D}$$

En potencias ↳

Banda lateral

portadora

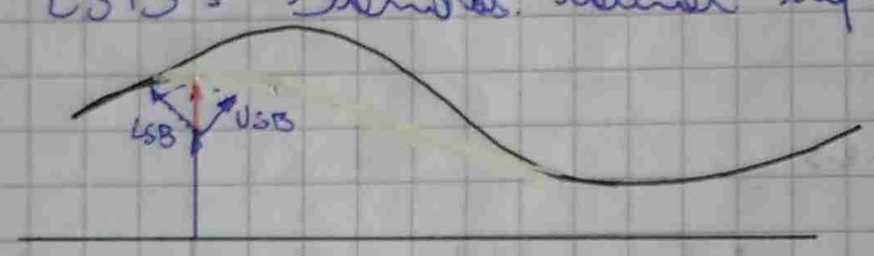
$$m_A = 10^{\frac{P_{BL}-P_c+6}{20}}$$

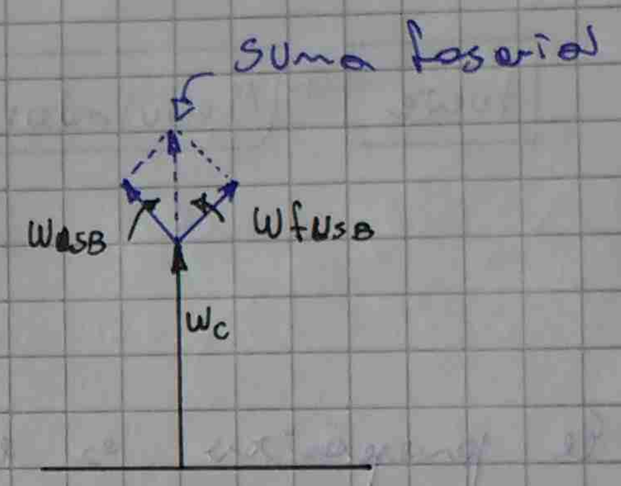
Representación fasorial de AM

Representamos una portadora modulada por una sola onda sinusoidal con un índice de modulación del 100% ($m=1$)

USB = Banda lateral superior

LSB = Banda lateral inferior





Ancho de banda de la portadora

$$B = 2f_m$$

Potencia transmitida c/banda lateral

$$P_L = P_c \frac{m_A^2}{4}$$

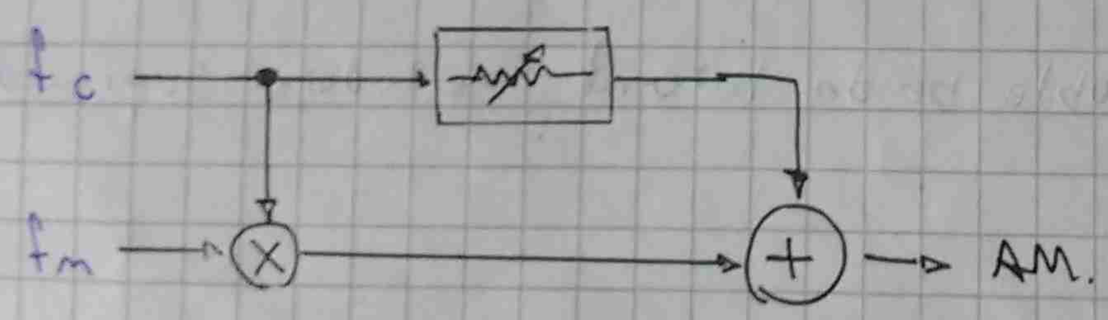
Potencia portadora

Potencia total

$$P_{TOT} = P_c\left(1 + \frac{m_A^2}{4}\right)$$

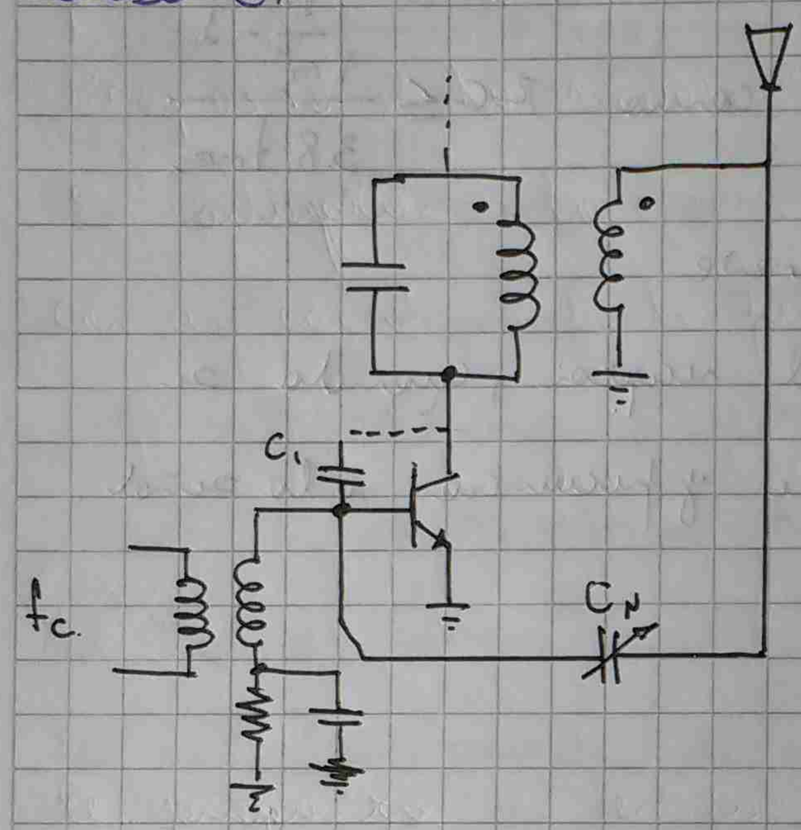
Modulación amplitud bajo nivel

Las etapas siguientes deben ser lineales.



Moduladora AM de potencia Intermedia.

Para alcanzar una alta eficiencia de potencia, las moduladoras de potencia intermedia y alta de AM, trabajan en general en Clase C.



El capacitor CN es un capacitor neutralizador. Su objetivo es proporcionar un camino a la retroalimentación de una señal que tenga una amplitud igual pero fase desfasada 180° con respecto a la señal que se realimenta por $C_{BC}(C_1)$

Modulación de Amplitud de alto nivel.

Para un mejor rendimiento, en transmisores de alta potencia se realiza la modulación en la última etapa amplificadora.

Ejercicios:

Un amplif en etapa lineal en Clase C. Sabemos que

$P_c = 1KW.$ $\quad V_{col} = 0 - 100V$

$\eta = 90\%$

$m = 100\%$

$$P_{DC}^{(clase\,C)} = \frac{P_c}{\eta_c} = \frac{1KW}{0,9} = 1,1\,KW.$$

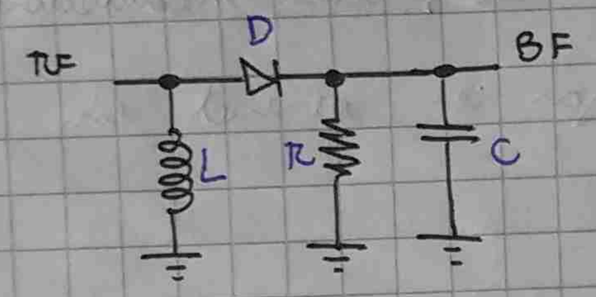
Utilizamos la máxima tensión para lograr la menor corriente.

$$V_{CC} = \frac{100}{2} = 50V$$

$$I_{DC} = \frac{P_{DC}}{50} = \boxed{22,22A}$$

Demodulación de amplitud. Demodulador de envolvente.

Una ventaja importante de la modulación de amplitud es permitir una demodulación simple con detección de envolvente



Los valores de R y C pueden calcularse como: $R \cdot C \leq \frac{\sqrt{\frac{1}{m^2} - 1}}{3.8 \cdot f_{max}}$

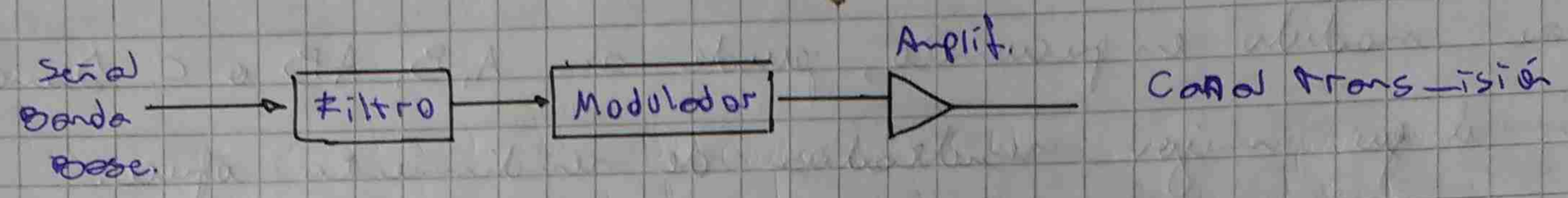
Demodulación de Amplitud. Demod Coherente

Hablamos de la recepción coherente en el receptor, cuando se reconstruye una señal idéntica en fase y frecuencia a la señal no modulada original.

falta cosas...

Trans-isores y Receptores:

Trans-isor



El ancho de banda ocupado. Debe definirse f_1

$B = 2f_{1-ax}$ DSB FC

$B = f_{1-ax}$ AM SSB

$B = 2(m_f + 1)f_{1-ax}$ FM

El video no es sensible a los desfasajes de la señal. Pero si lo son las señales de video. El filtro no debe desfasar.

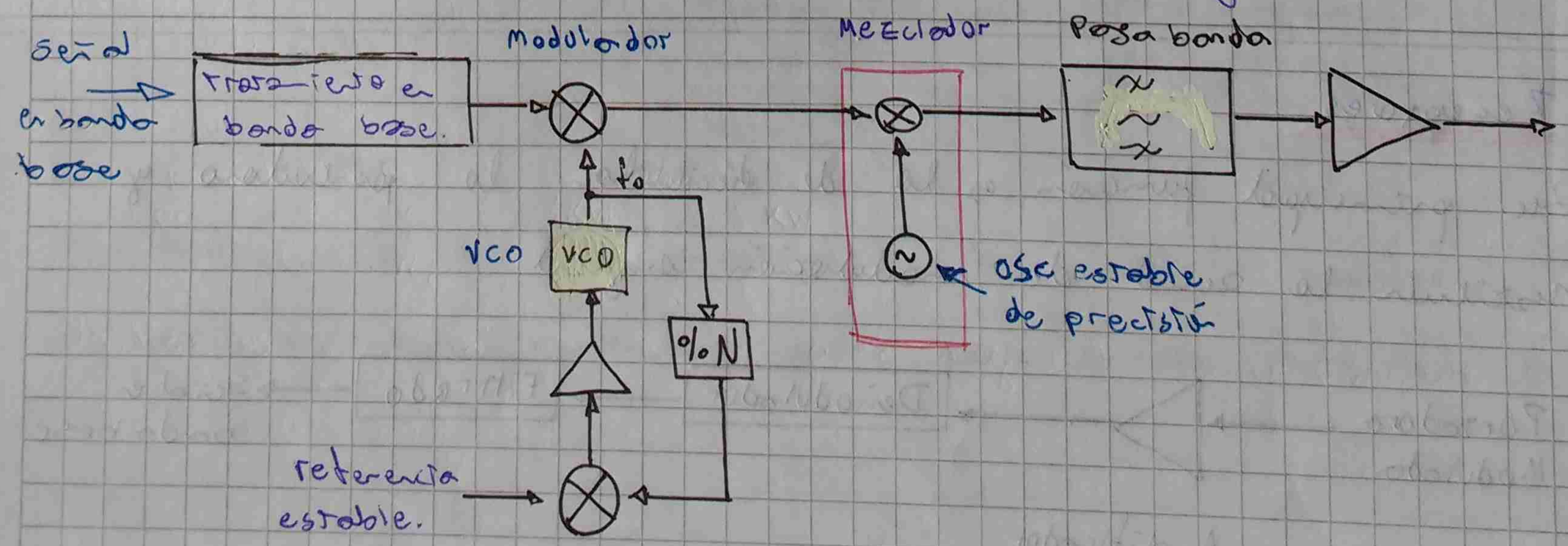
Generación de la frecuencia piloto

Estable en el tiempo, con la T° y Vcc. Bajo ruido de fase.

Un oscilador PLL es una buena solución para todos los tipos de modulación, amplitud o frecuencia.

Hay dos opciones

1) Filtrado en baja frecuencia
2) Transposición o mezclador con supresión de imágen.



Amplificador de salida.

Clase de funcionamiento del amplificador de salida

Si se modula en amplitud debe ser en clase A, o AB. (bajo rendimiento).

Si se modula en frecuencia, puede ser A, B, AB o C. Siendo el C el que mejor resultados de rendimiento ofrece.

La diferencia fundamental entre las clase A y las C, es la corriente de polarización. En las clase C la corriente es cero y en las clase A el punto de trabajo suele ser = a la mitad de la línea de carga.

Rendimientos:

A	50%
B	75%
C	90%

Transistor Conclusiones

a) Estabilidad de la portadora

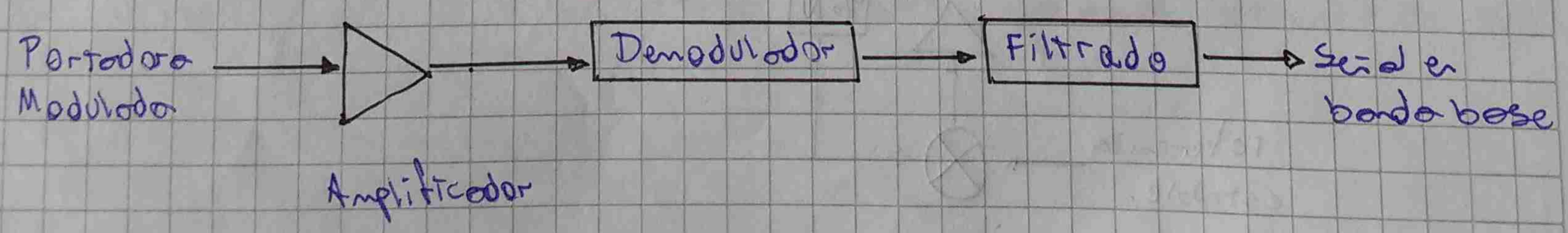
b) Principio adaptado para la modulación

c) Amplificación, adaptación y rendimiento en las etapas finales.

d) Costo.

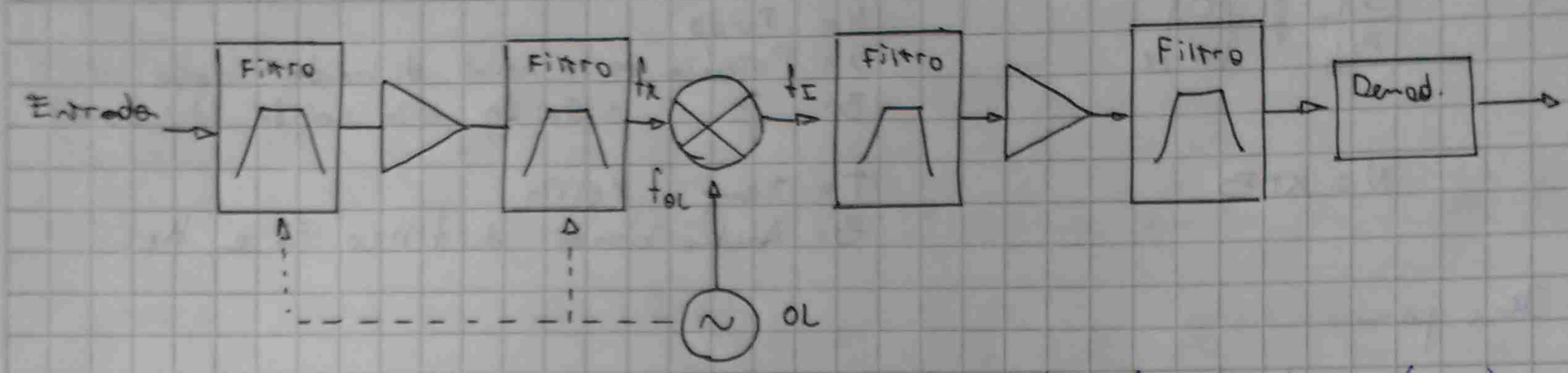
Receptores.

Su principal función es la de demodular la portadora y restituir la señal de modulación original



El amplificador deberá poseer una ganancia variable y controlada para que su salida sea constante (variando con la entrada).

Receptores con cambio de frecuencia.

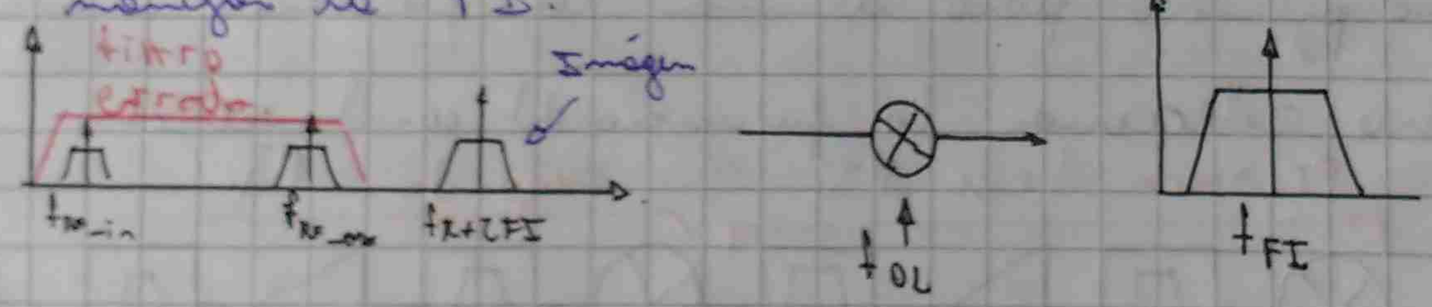


Cuando tenemos varias señales a la entrada, la solución (una) para diferenciar sólo la señal buscada entre las otras es llevarla a FI.

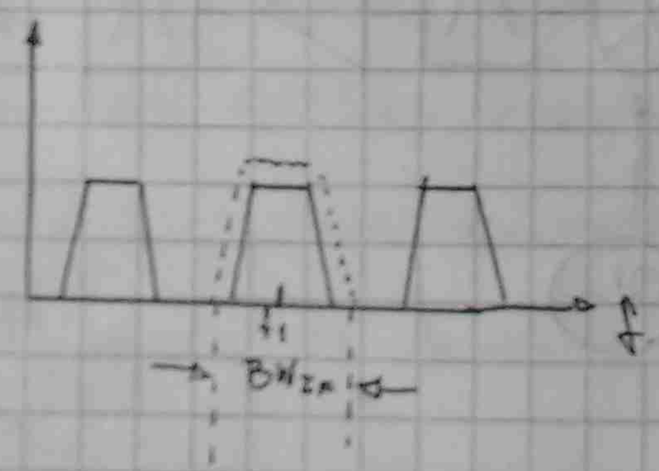
$$F_I = f_{OL} - f_{RF}$$

La frecuencia imágen será: $f'_{RF} = f_{RF} + 2F_I$

Mientras más alta es la FI más fácil es filtrarla (imágen), pero más complicado es manejar la FI.



$$FI > \frac{f_{RF_ex} - f_{RF_in}}{2}$$



$$Q_{if} = \frac{f_{RF}}{BW_{IF}}$$

$$Q_{RF} = \frac{f_{RF}}{BW_{IF}}$$

para comparar el Q de los filtros de RF (sin IF) y el de la IF

- La anchura del filtro es independiente de cómo es la modulación (AM/FM)
- El filtro de entrada puede seleccionar parte o toda la señal de entrada

Figuras de Ruido:

$$F_{1,2,3} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} = F$$

Sensibilidad del Receptor.

$$\left(\frac{S}{B}\right)_S = f\left(\frac{C}{N}\right)_E$$

C = Portadora
N = Ruido
S = Potencia de la señal de banda base.
B = " " a la salida del demod.

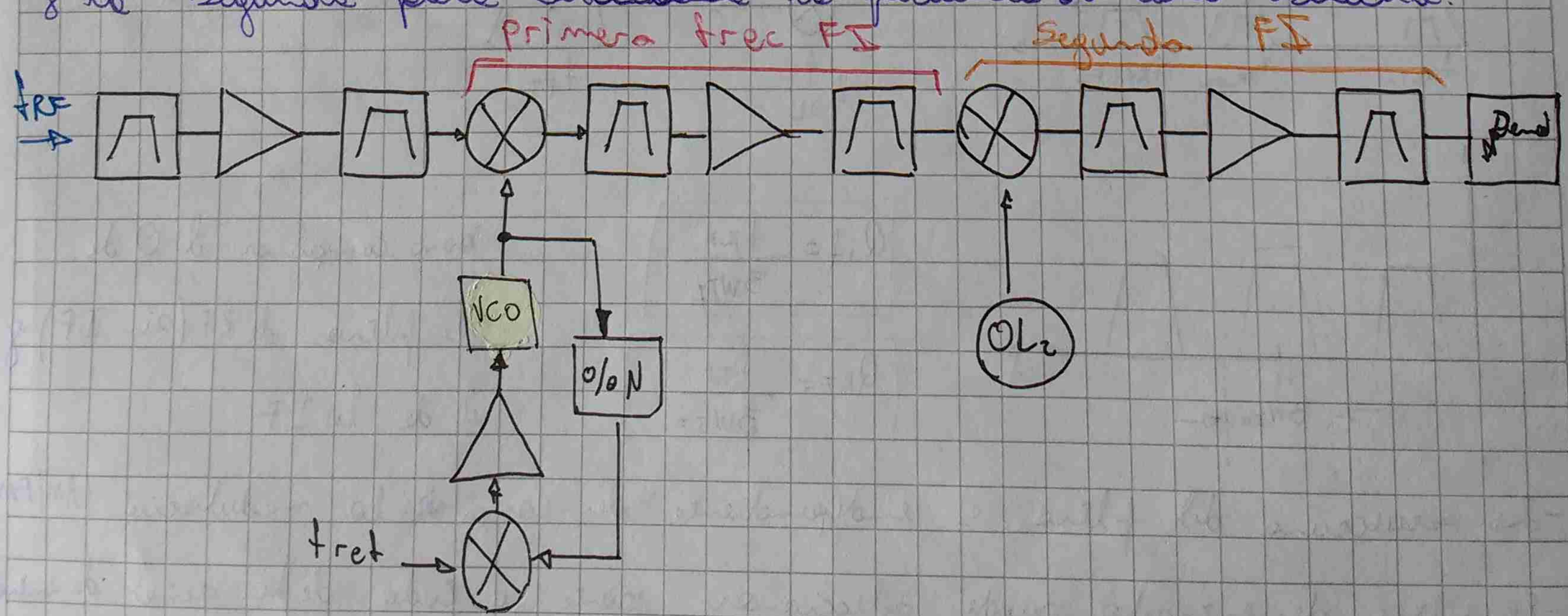
$N = KTB$

T = Temp Kelvin
B = Ancho banda del filtro FI en Hz.

Otra forma:

$$\left(\frac{S}{B}\right)_S = 10 \log G_m + 10 \log C - F_{dB} - 10 \log B + 174\,dB$$

FI
- → Baja
- → Nula — No puede aplicarse a FM. Para BPSK, QPSK hace falta que sea coherente (costoso)
- → Alta — Mas facil eliminar la FI imágen
- → Doble FI — La primera para eliminar la frecuencia imágen y la segunda para seleccionar la frecuencia del canal estrecha.



Ampli. entrada.

- Bajo ruido (es el que mas influye)
- Elevada ganancia
- Elevado punto intersección IP3.

Mezcladores.

Puntos IP2 e IP3...

Buen aislamiento entre RF-OL y OL-IF (para que la señal de OL no se mire por todos lados).

Oscilador Local.

Debe ser estable.

Con pocos/ningún armónico

Filtro FI

Rechazar los armónicos y el OL.

El ancho de banda incide sobre la sensibilidad.

Amplificadores para FI.

En AM son del tipo de CAG.

Demodulador

Linealidad. (Entre menos lineal mas distorsionada la señal de entrada).

Señal Perturbadores externos.

El osc. de referencia para los PLL debe ser de buena estabilidad.

Amplificadores Pequeña Señal.

Consideraciones:
- Estabilidad
- Ganancia Potencia
- Ancho banda
- Potencia

Ecuaciones Ganancia de Potencia

La máxima potencia se transfiere cuando el coef. de reflexión de la carga es el complejo conjugado del coef. de la fuente.

Ganancia potencia transductor = $G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}}$ ← Entregada carga / ← fuente

Ganancia de potencia de operación $G_P = \frac{P_L}{P_{in}}$

Ganancia de potencia disponible $G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}}$ ← Potencia red

$G_A > G_T$

$G_P > G_T$

En un transistor incondicionalmente estable, el diseño de un amplificador consiste en:

a) Diseñar una red de adaptación para que $\Gamma_S \cong 0$

b) Diseñar una red de adaptación para que $\Gamma_L \cong 0$

Consideraciones de estabilidad.

Cuando en una red de dos puertos, a la salida o a la entrada hay resistencias, las oscilaciones pueden aparecer.

$$\left.\begin{array}{l} |\Gamma_{in}| > 1 \\ |\Gamma_{OUT}| > 1 \end{array}\right\} \text{oscilaciones}$$

La región estable está dentro del círculo de estabilidad cuando el centro de la carta de S-ith cae dentro del círculo y fuera del círculo de estabilidad en caso contrario

Un procedimiento para encontrar las regiones estables es (para transistores potencialmente inestables) encontrar los círculos de estabilidad.

También cuando en

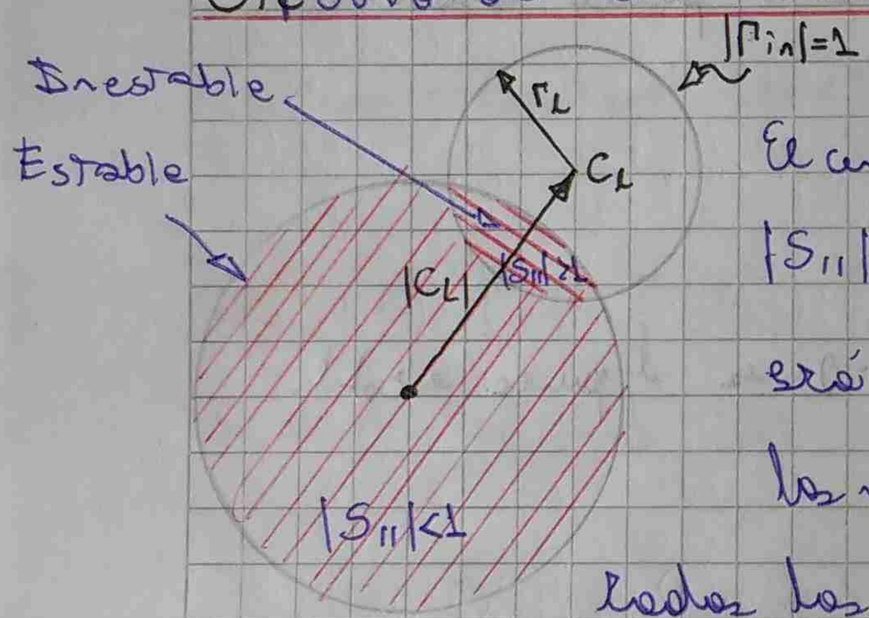
$|\Gamma_{in}| = 1$ en el plano Γ_L

$|\Gamma_{OUT}| = 1$ en el plano Γ_S

Otros criterios suficientes y necesarios para osciladores

$K > 1$ $\qquad B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0$

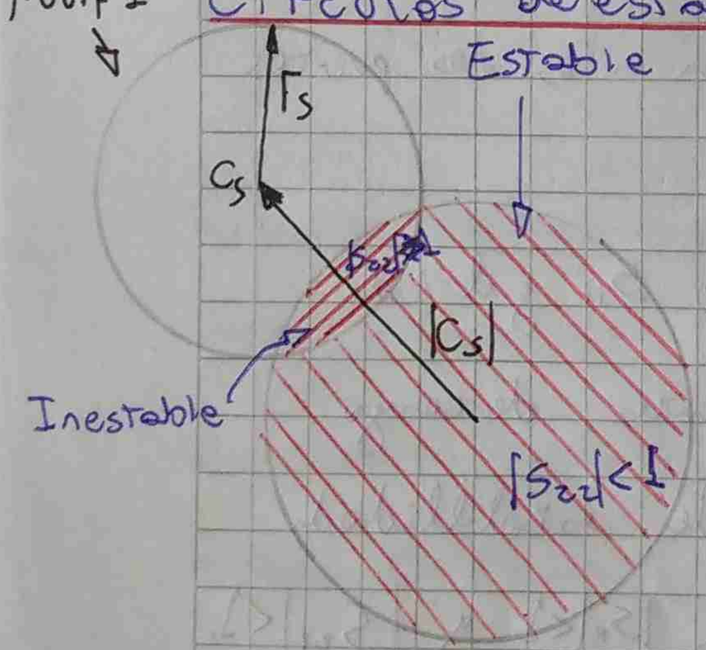
Círculo de estabilidad de salida Γ_L para $|\Gamma_{in}| = 1$



El centro de la carta representa un punto estable si $|S_{11}| < 1$, pero es inestable para $|S_{11}| > 1$. Si $|\Gamma_L| = 0$ será fuera del círculo de estabilidad y es estable, todos los puntos son estables (afuera). Si con $\Gamma_L = 0$ es inestable todos los puntos son inestables.

$$\Gamma_L = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \qquad C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

Círculos de estabilidad de entrada Γ_S para $|\Gamma_{OUT}| = 1$



$$\Gamma_S = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \qquad C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

Problema. (Trans Pot. Inestable)

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix} < 1$$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|}{2\,|S_{12}S_{21}|} > 1$$

Me dá $|\Delta| < 1$ cumple.

$|K| < 1$ No cumple.

Veo los círculos.

$$\left.\begin{aligned} \Gamma_L &= 0{,}5 \\ C_L &= \underbrace{1{,}36}_{\text{Coe. Atuera.}} \angle 46{,}7^\circ \end{aligned}\right\}$$

Como $|S_{11}| < 1$ $\Gamma_L = 0$ es el punto estable.

Atuera estable.

$$\left.\begin{aligned} \Gamma_S &= 0{,}2 \\ C_S &= \underbrace{1{,}13}_{\text{Coe Atuera}} \angle 68{,}5^\circ \end{aligned}\right\}$$

Como $|S_{22}| < 1$ $\Gamma_S = 0$ es el punto estable

Atuera estable.

Diseño Amplif Máxima ganancia de potencia

Hay dos casos

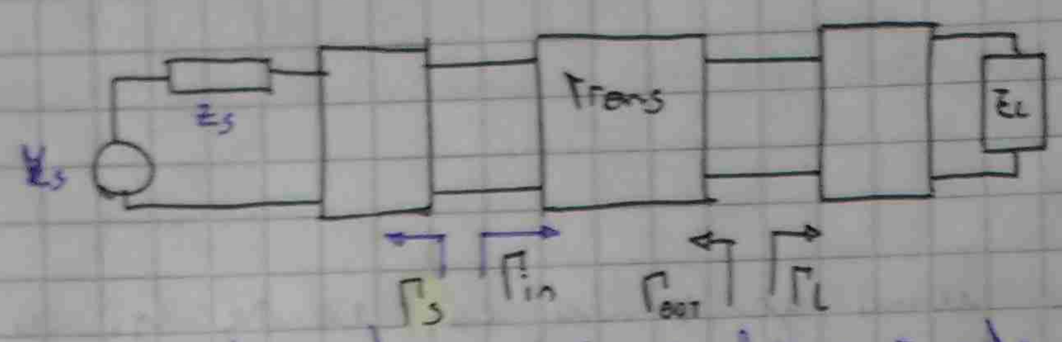
- Transistor unilateral ($S_{12} = 0$) que tiene su máxima ganancia posible
- Transistor Bilateral ($S_{12} \neq 0$), donde se requiere adaptación en los dos puertos

Caso Unilateral: ($S_{12} = 0$)

Cuando $S_{12} = 0$ el coeficiente de reflexión Γ_{IN} se reduce a S_{11} y el de salida a S_{22}. Para máxima ganancia, los coeficientes de carga deben ser iguales a S_{11}^* y S_{22}^*. Las condiciones de estabilidad para un transistor unilateral se simplifican en $|S_{11}| < 1$ y $|S_{22}| < 1$

Caso Bilateral (Adaptación conjugada simultanea)

En el caso en que $S_{12} \neq 0$, se deberán adaptar ambos puertos simultaneamente



Se cumple de adaptación en la entrada y salida es tal que

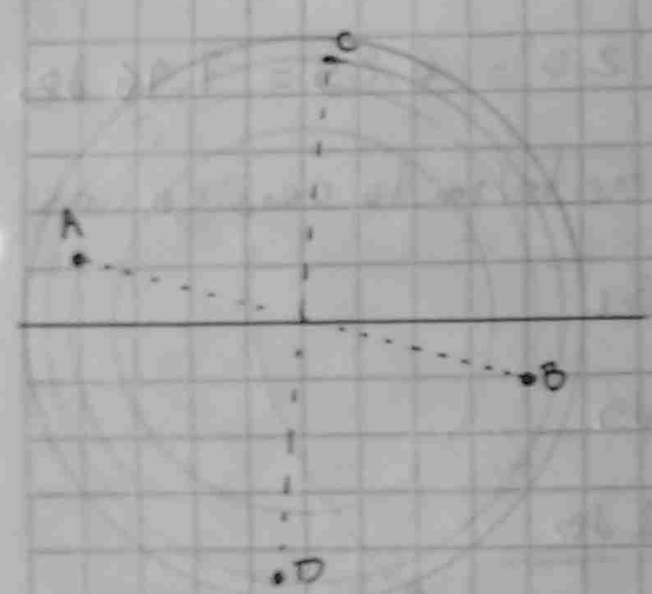
$$\Gamma_{in} = \Gamma_s^* \qquad \Gamma_{out} = \Gamma_L^*$$

<u>Ejemplo</u>. Datos, $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$

Verificar estabilidad $\left.\begin{array}{l}|\Delta| < 1 \\ k > 1\end{array}\right\}$ Cond. Estable.

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \qquad C_1 = S_{11} - S_{22}^* \cdot \Delta \qquad \Gamma_{MS} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \qquad C_2 = S_{22} - S_{11}^* \cdot \Delta \qquad \Gamma_{ML} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}$$



A Γ_{MS} B Adapt.

C Γ_{ML} D Adapt.

Circulos de ganancia Constante.

Caso Unilateral ($S_{12} = 0$)

Se asume que el transistor es incondicionalmente estable, debido a que $|S_{11}| < 1$ y $|S_{22}| < 1$. En caso de ser inestable uno de los parámetros puede ser mayor que la unidad

Para el caso unilateral, G_S y G_L se pueden reemplazar por un modelo genérico.

$$G_j = \frac{1-|\Gamma_j|^2}{|1-S_{ii}\Gamma_j|^2} \qquad \begin{cases} j=S & ii=11 \\ j=L & ii=22 \end{cases}$$

$$G_{j\,max} = \frac{1}{1-|S_{ii}|^2}$$

Los valores que producen una ganancia constante G_i se encuentran en un círculo en la carta de Smith llamados círculos de ganancia constante cuyo centro d_i y radio R_i son:

9 doc $G_{TU\,MAX} = G_{S-ax} + |S_{21}|^2 + G_{L-ax} = 3{,}59 + 7{,}96 + 1{,}92 = 13{,}47\,dB$

Quiero ganancia 11dB puedo utilizar el trans

$$d_i = \frac{g_i S_{ii}^*}{1-(1-g_i)|S_{ii}|^2} \qquad R_i = \frac{(1-|S_{ii}|^2)\sqrt{1-g_i}}{1-(1-g_i)|S_{ii}|^2}$$

Pérdida de Retorno

$$|\Gamma_{in}| = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L}$$

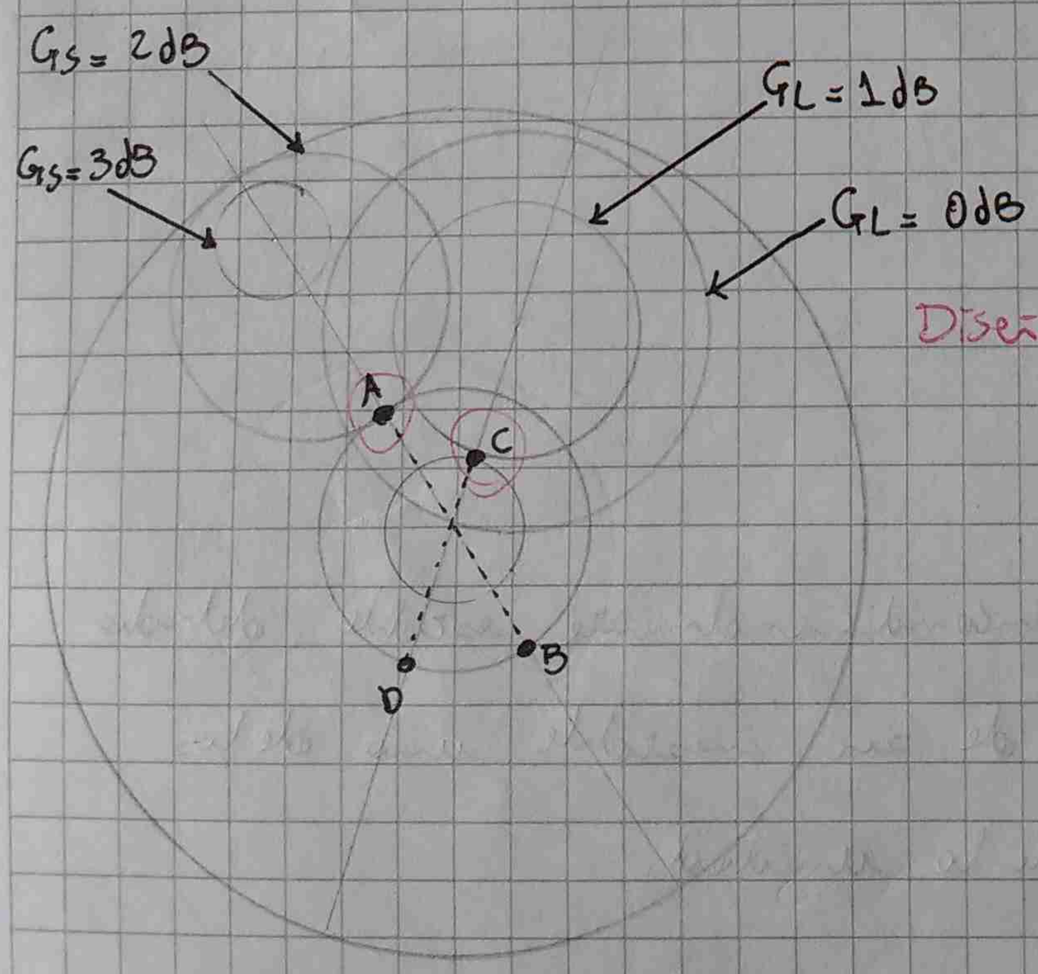
$|S_{21}|^2 = 2{,}5^2 = 6.25 = 7{,}96\,dB$

lo que me falta lo consigo con G_S y G_L

$G_S = 2dB$

$+ \quad G_L = 1dB \quad -$

$3dB$



Diseño.

Caso Bilateral.

Incondicionalmente estable. Ganancia de operación

Los valores de Γ_i que producen una ganancia constante G_p se encuentran en un círculo en la carta de Smith, con centro C_p y radio R_p

Ganancia disponible.

La máxima ganancia de potencia disponible es igual que la máxima ganancia de potencia del transductor.

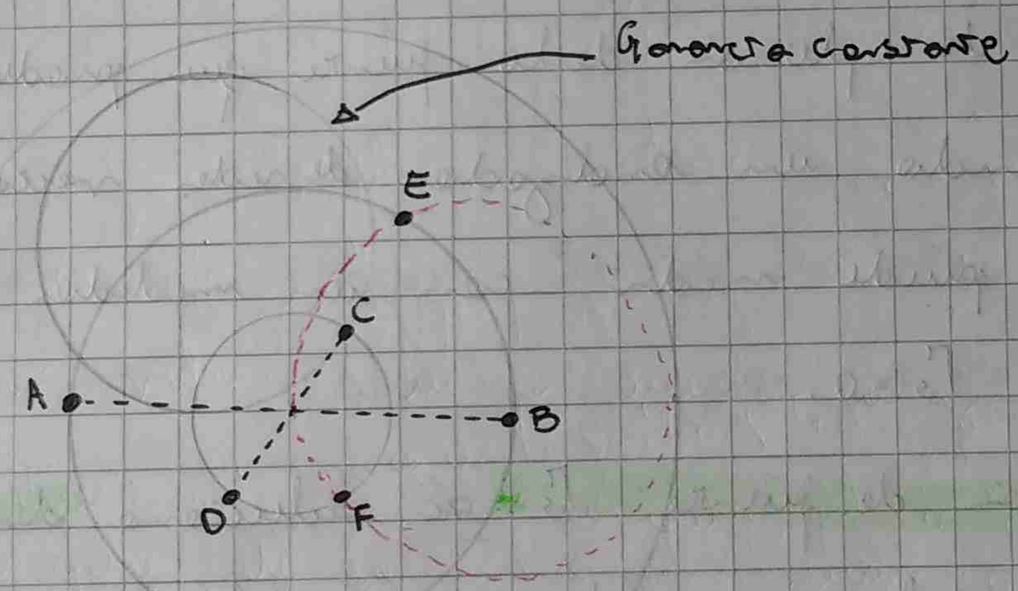
Ejemplo:

Datos $S_{11}, S_{12}, S_{22}, S_{21}$ Ganancia 9dB

Solución:

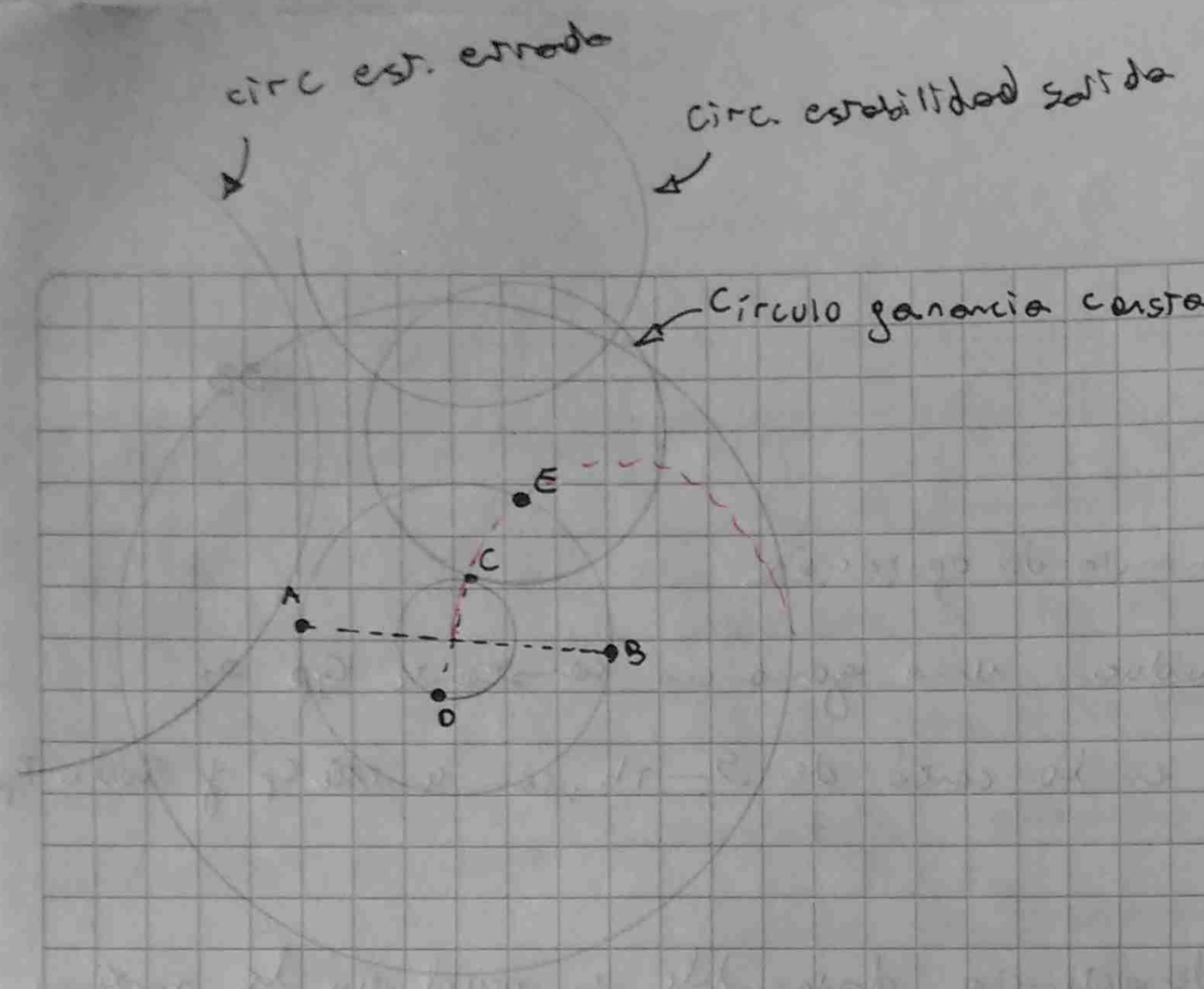
$\left.\begin{array}{l} K > 1 \\ |\Delta| < 1 \end{array}\right\}$ Incond. Estable

$G_{p_max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}\left(K - \sqrt{K^2 - 1}\right) > 9\,dB$ puede usarlo.



Caso Bilateral Potencialmente inestable

- La impedancia de carga se selecciona de manera tal que opere en una región estable.
- El conjugado del coeficiente de reflexión de entrada deberá ser un punto estable porque representa el coeficiente de reflexión de la fuente.
- Se selecciona la impedancia de la fuente de manera tal que se encuentre en una región estable y además provea la ganancia deseada.

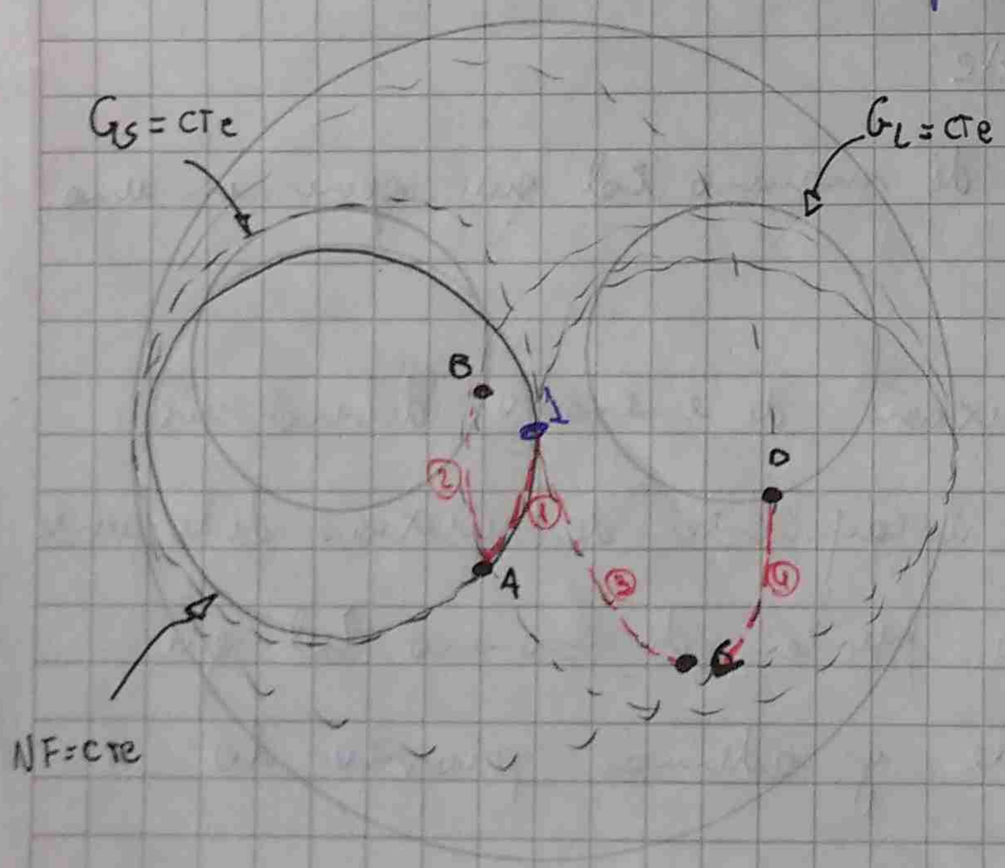


Círculos de figura de ruido Constante.

El coeficiente de reflexión de fuente se puede variar hasta obtener la mínima figura de ruido. Ésta puede medirse en un NFA (Noise Figure Analyzer)

El valor de F_{min} que ocurre cuando $Y_s = Y_{opt}$, puede leerse en un NFA y el coeficiente de reflexión de la fuente que produce F_{min} puede determinarse usando un analizador de redes vectorial (VNA). La resistencia R_n se puede medir con un medidor de figura de ruido cuando $\Gamma_s = 0$.

El coeficiente de reflexión de fuente Γ_s se selecciona dentro de este círculo para mantener la figura de ruido del amplificador dentro de los valores especificados de factor de ruido F.

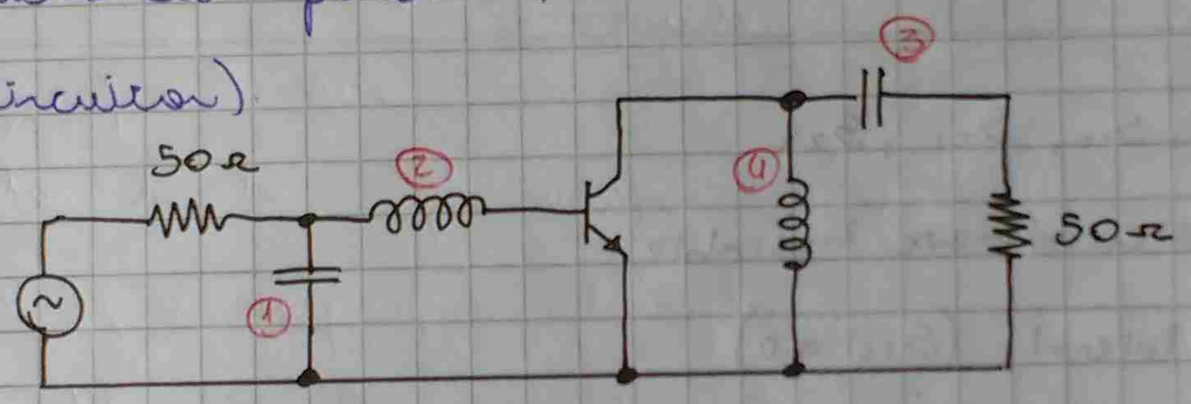


Si se selecciona el punto B en el círculo de $G_S = CTe$ como Γ_S, entonces la figura de ruido está dentro del valor del ejercicio. La red de adaptación del lado de la carga se diseña de manera tal que provea G_L = valor ejercicio. Se selecciona el punto D para Γ_L.

Ejemplo red de adaptación Discreto.

Se mueve con el círculo de G constante desde el punto 1 hasta el A. Esto implica un capacitor en paralelo ① Luego se mueve desde el punto A hasta el B por el círculo de R constante, resultando en una inductancia serie ②

Se mueve con el círculo de R constante desde 1 hasta C_1 resultando un capacitor serie ③ Luego se mueve desde el punto C al punto D por el círculo de G constante resultando en una inductancia paralelo ④ (se debe incluir un cap de paso para no cortocircuitar)

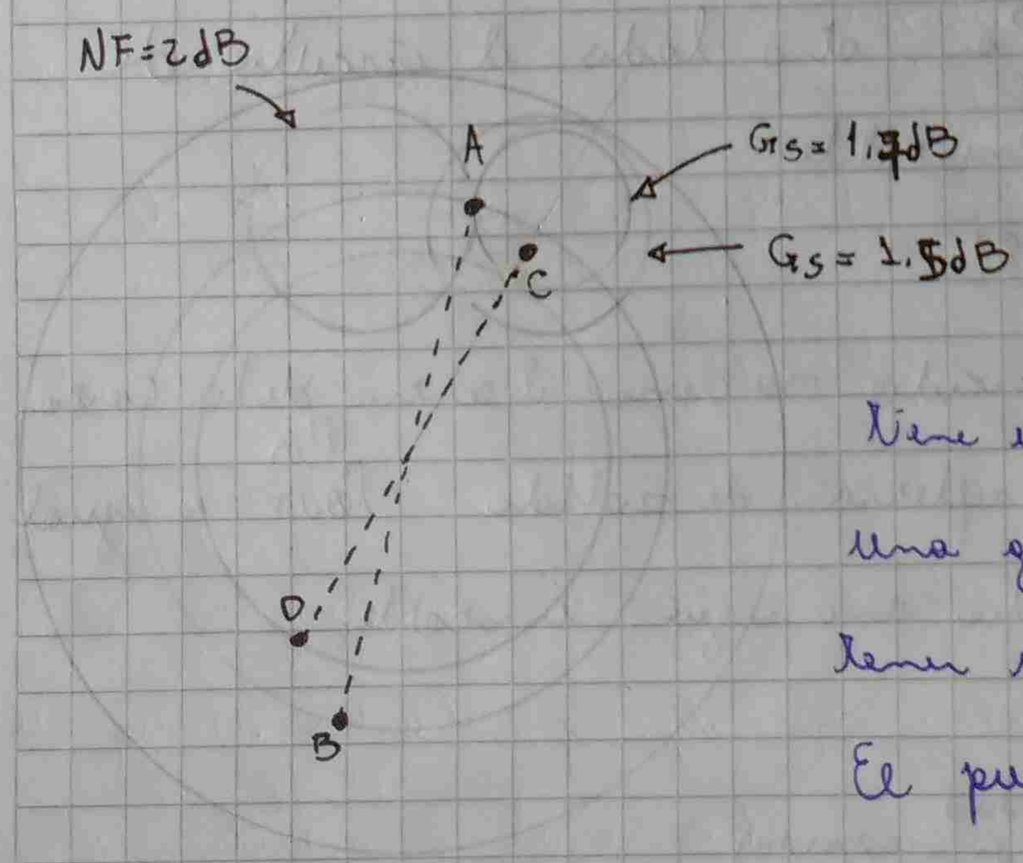


Ejercicio. Datos $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ F_{min} (dato), R_n, Γ_{opt}

↳ Figura Ruido < 2dB

Solución Estable? $|\Delta| < 1$ } incond. Estable

$K > 1$ } bilateral ... ($S_{12} \neq 0$)

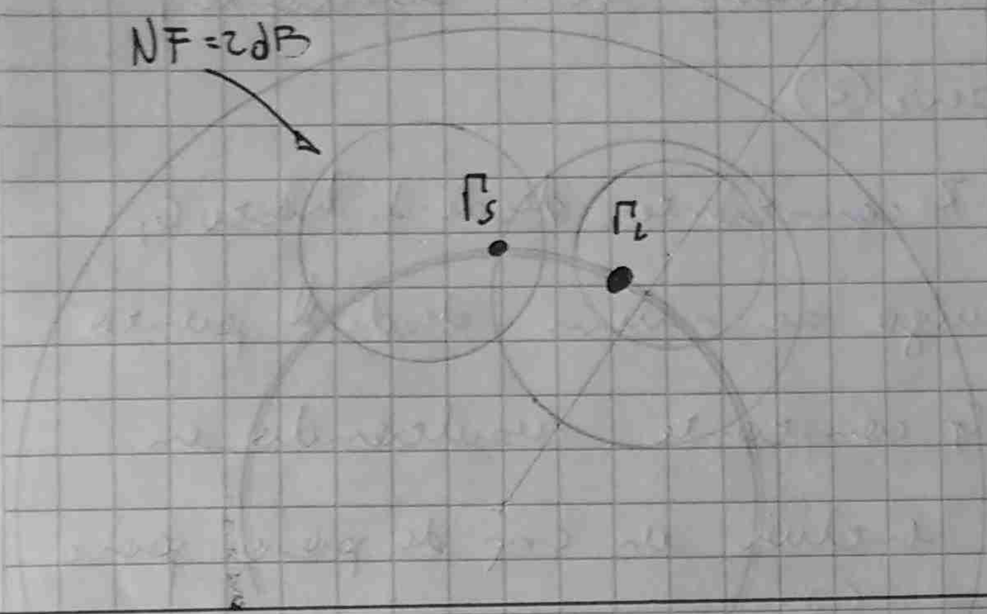


Se puede observar que el círculo de NF=2dB casi toca el de $G_S = 1.7dB$ en un punto. El círculo de $G_S = 1.5dB$ tiene un radio mas grande. Esto sugiere una ganancia mayor que $G_S = 1.7dB$ ya a tener una NF > 2dB

El punto óptimo es el A. para Γ_S

Cuando el transistor es bilateral. La impedancia de la carga se determina también como un conjugado complejo de la impedancia de la fuente.

La aproximación empleando la ganancia disponible no requiere de iteraciones, y por esto es el método que se utiliza.



<u>Ejercicio:</u> S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}

$|\Delta| < 1$ } Potencialmente inestable.
$|K| < 1$ } bilateral ($S_{12} \neq 0$)

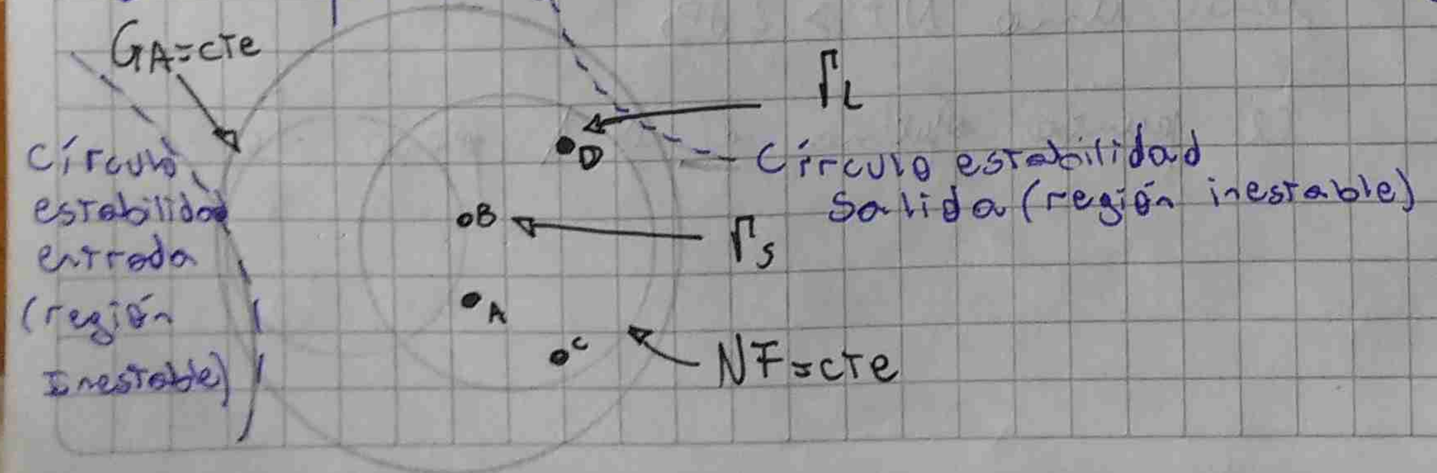
Original text.

$\Gamma_S = 0.86$ $C_S = 1.74 \angle 171.69°$

Como $|C_S|$ es mayor que Γ_S el círculo no encierra el centro de la carta ($\Gamma_S = 0$). Además, el coeficiente de reflexión de salida Γ_{out} es igual a S_{22} para $\Gamma_S = 0$. Por otro lado el círculo de estabilidad encierra una región inestable.

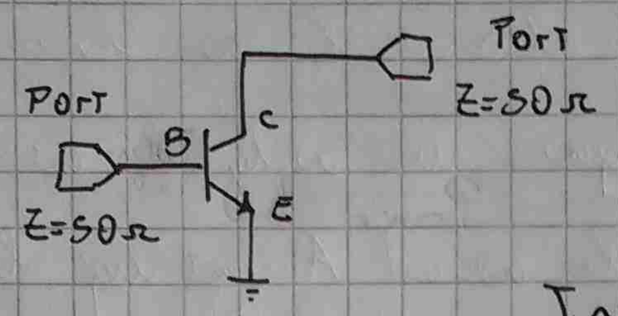
$\Gamma_L = 1.296$ $C_L = 2.1608 \angle 50.8°$

Igual que antes, $|C_L| > \Gamma_L$, el círculo no cierra el centro de la carta de Smith ($\Gamma_L = 0$). El coeficiente de reflexión de salida Γ_{in} es igual a S_{11} para $\Gamma_S = 0$. El círculo rodea una región inestable.



Diseño Amplif. Máxima ganancia usando AWR. (pequeña señal).

Elijo.



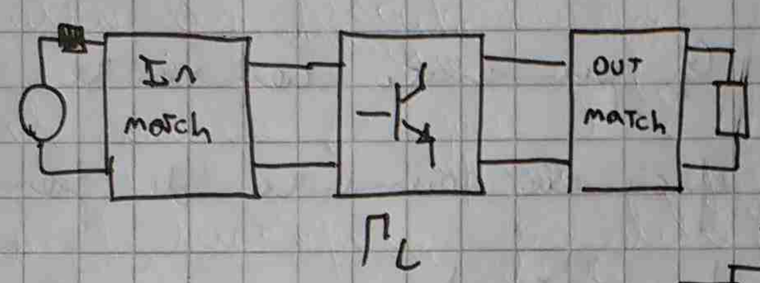
Calculo círculos / estabilidad (5GHz)

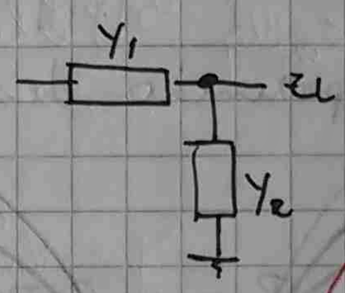
Círculo 1

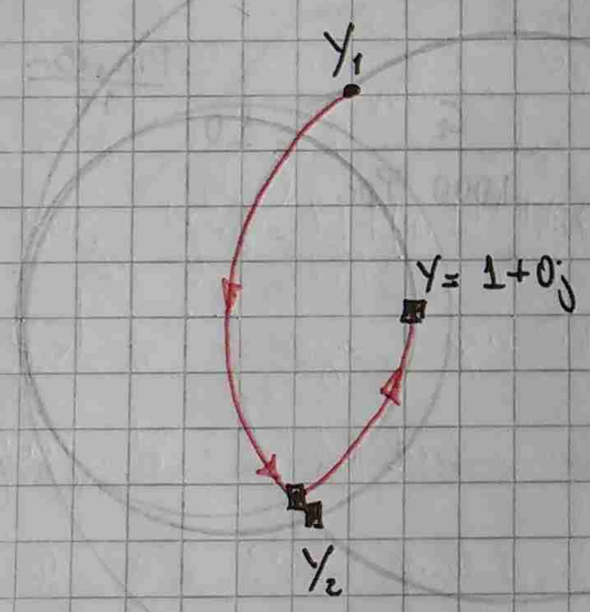
Círculo 2

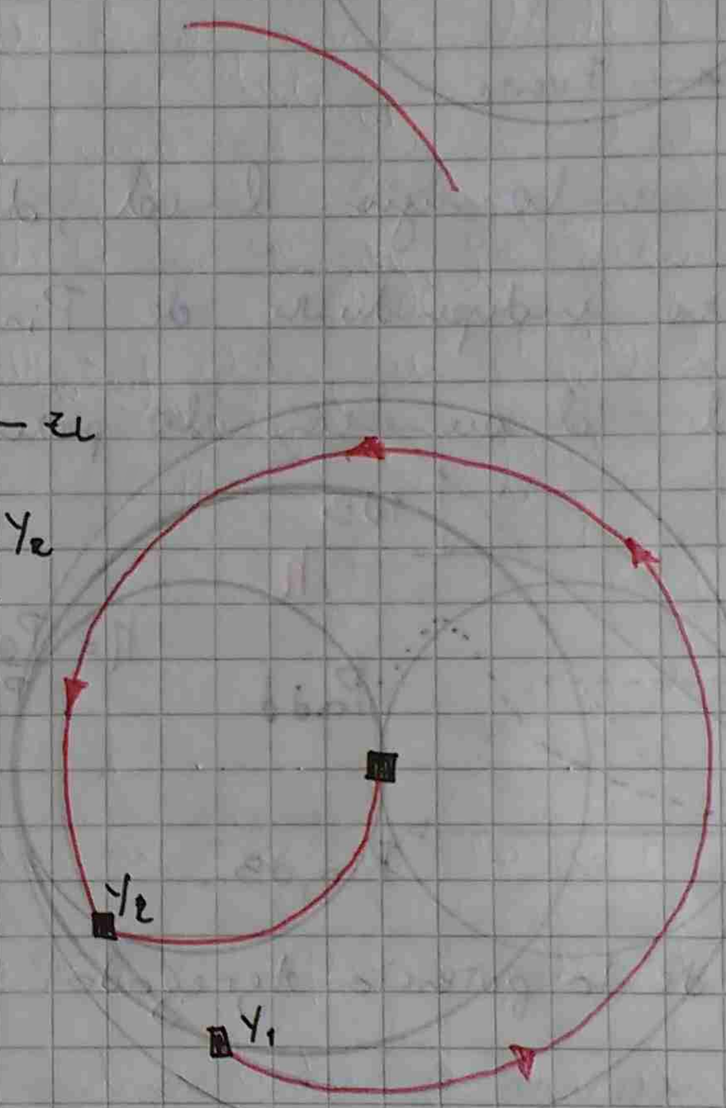
Incond. Estable.

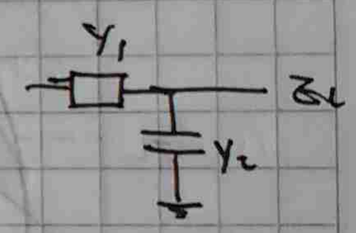
Adaptar

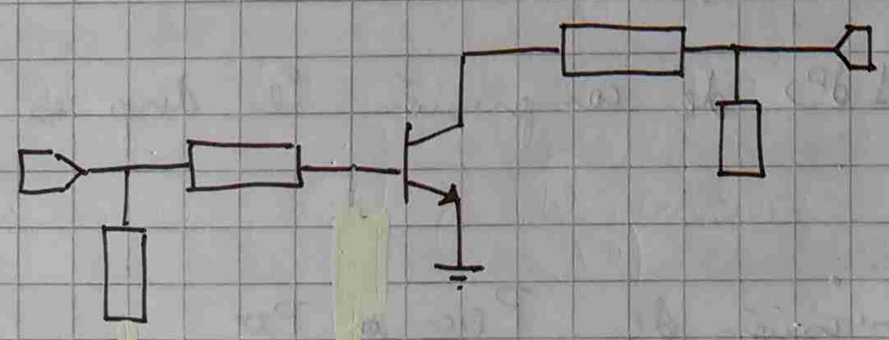












Amplificadores de potencia

$P_{out}(f)$ $\quad f[f_{low}, f_{max}]$

$P_{in}(f)$ $\quad f[f_{low}, f_{max}]$

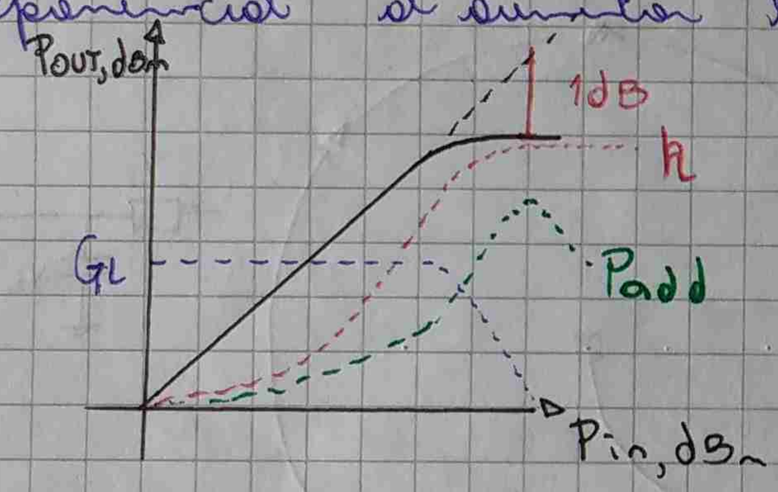
$$G = \frac{P_{out}(f)}{P_{in}(f)} \qquad P_{dBm} = 10 \log\left(\frac{P}{1mW}\right) \qquad P_{mW} = 10^{\frac{P_{dBm}}{10}}$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}}$$

← Ampli

← Fuente

Al menos en la región lineal, donde G permanece constante y por lo tanto independiente de P_{in}, la eficiencia aumenta de forma exponencial al aumentar la potencia de entrada.



$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{DC}} = \frac{G \cdot P_{in}}{P_{out}} = \frac{G}{1000 \cdot P_{DC}} \cdot 10^{\frac{P_{in,dBm}}{10}}$$

Rendimiento de la potencia Agregada.

$$\eta_{add} = \frac{P_{add}}{P_{DC}} = \frac{P_{OUT} - P_{in}}{P_{DC}} = \frac{P_{OUT}\left(1 - \frac{1}{G}\right)}{P_{DC}}$$

El pico de η_{add} es en el de 1dB de compresión. El disp. es altamente no lineal.

Se pierde energía en la conversión de P_{DC} a P_{RF}

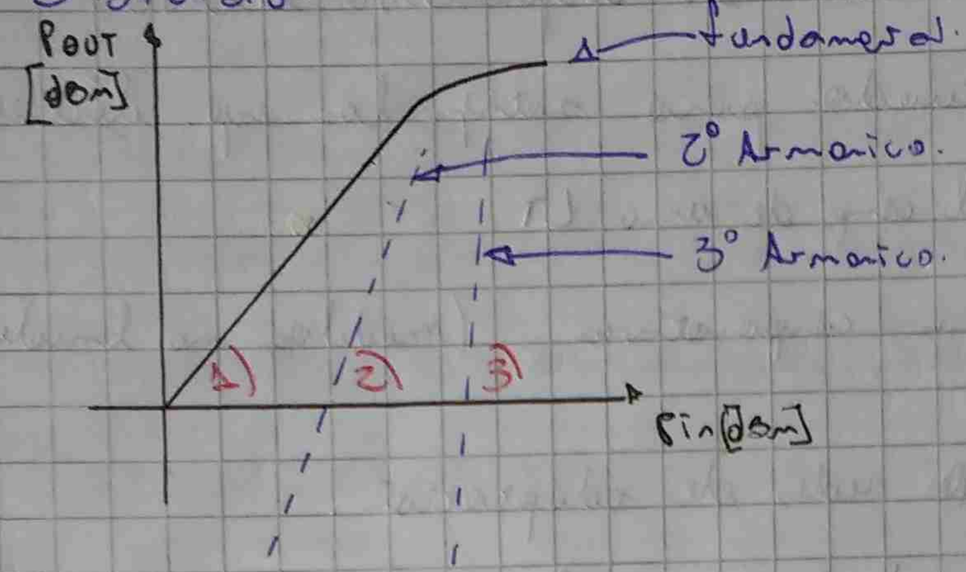
$$P_{diss,out} = \frac{1}{T}\int v(t) \cdot i(t)\, dt$$

Para disipar menos potencia se comprimen los ciclos de corriente y la de tensión

Una η_{add} más alta implica una $P_{diss,out}$ más baja en el disp activo. (mejor)

$$P_{diss,out} \approx P_{out}\left(\frac{1}{\eta_{add}} - 1\right)$$

Distorsión

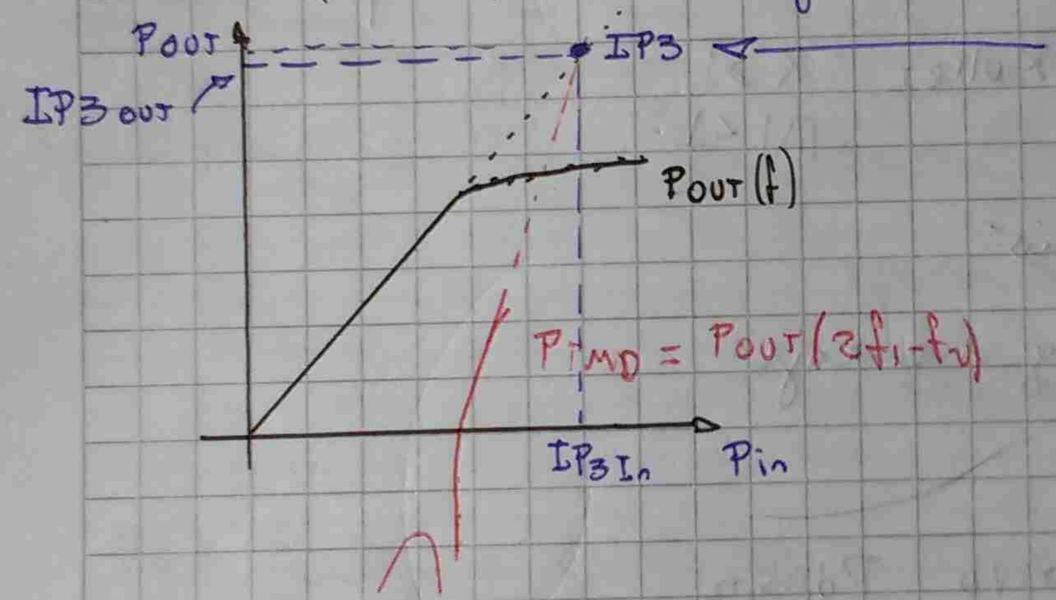


La potencia de salida a la frec. armónica nf, es proporcional a la enésima potencia de Pin, esto es:

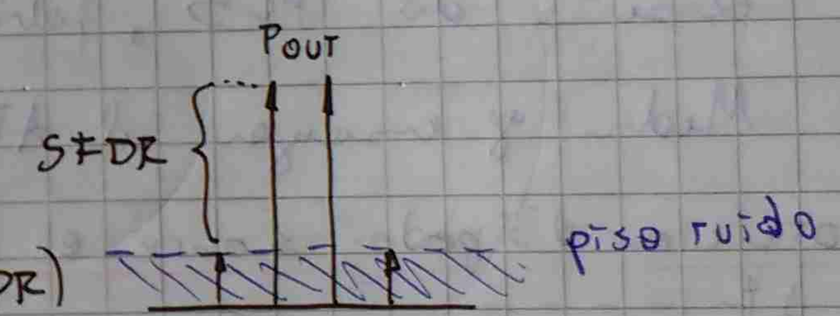
$$P_{out,nf} \propto (P_{in})^n$$

Punto Intercepción IPn

Barriendo la Ipin hasta a la salida cuando se igualen (idealmente) la Pout (ideal, sin 1dB) y IP3 out.



Tiene que estar en un lugar muy alto



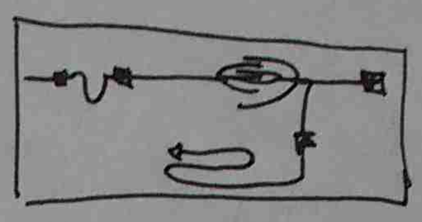
Rango dinámico libre de espúrios. (SFDR)

Rango en el cual la Pimo permanece por debajo del piso de ruido.

Dispositivo AP

La performance del disp depende de las propiedades del material con los que está fabricado, incluyendo caract. mecánicas, elect y térmicas.

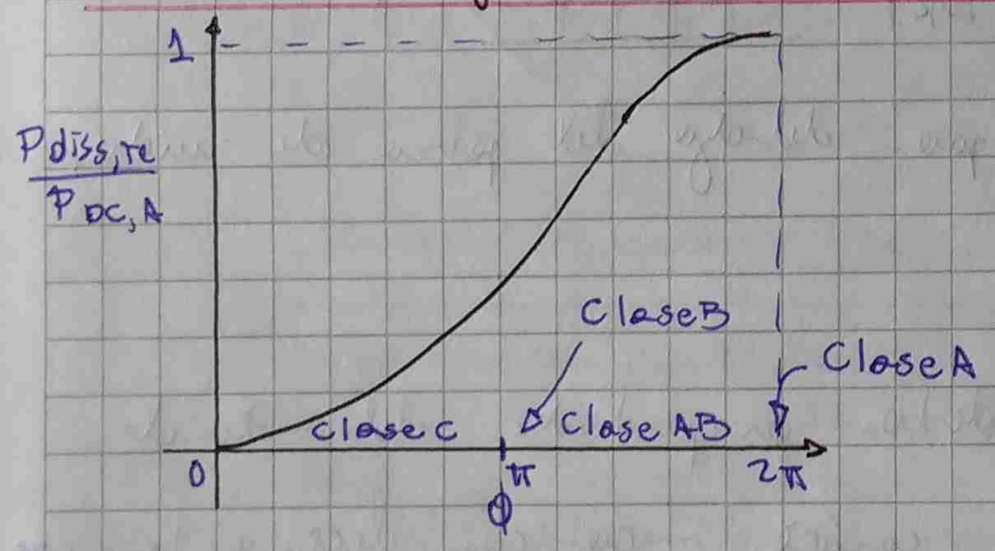
MMIC Monolithic Microwave Integrated Circuit



Diseño Amplif. RF

1) Selección de la tecnología y la elección del dispositivo activo.
2) Selección de la arquitectura adecuada para satisf. las esp. eléctricas
   - Bajo ancho banda. → Emular el comp de una LT
   - Alto ancho banda. → Soluciones comparativas (modelos no lineales).
   (Gran)
3) Condiciones de polarización y redes de adaptación.
   - Probamos el modelo en un simulador con los parámetros no lineales
   - Si cumplen con el barco de ensayos lo usamos.
   - Si no disponemos de los anteriores usamos los parám S.
     - Verificamos estabilidad por Rollet $K > 1$, $|\Delta| < 1$
4) Diseñamos las redes de adaptación
5) Diseño del PCB, fabricación y montaje
6) Medir y ensayar el AP.

Potencia disipada sobre el disp Activo $P_{diss,TR}$

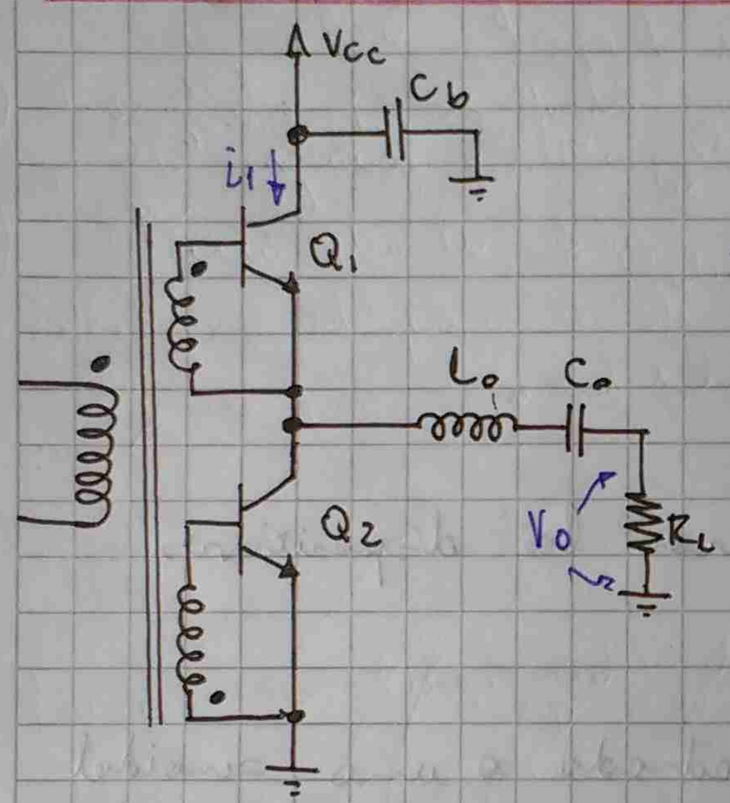


Amplif. RF Alto Rendimiento

Clase D: 1 Par de disp. activos y salida sintonizada.

El circuito de salida se sincroniza a la frec. de conmutación eliminando los armónicos. Idealmente tiene 100% de rendimiento.

Conmutación de tensión con salida complementaria



- Q_1 y Q_2 funcionan como una llave de dos polos
- C_b tiene un valor lo suf. para derivar a masa cualquier componente de CA de i_1.
- Si L_o y C_o están adecuadamente sintonizados, tendrá reactancia nula a la f. fundamental de operación (conmutación).

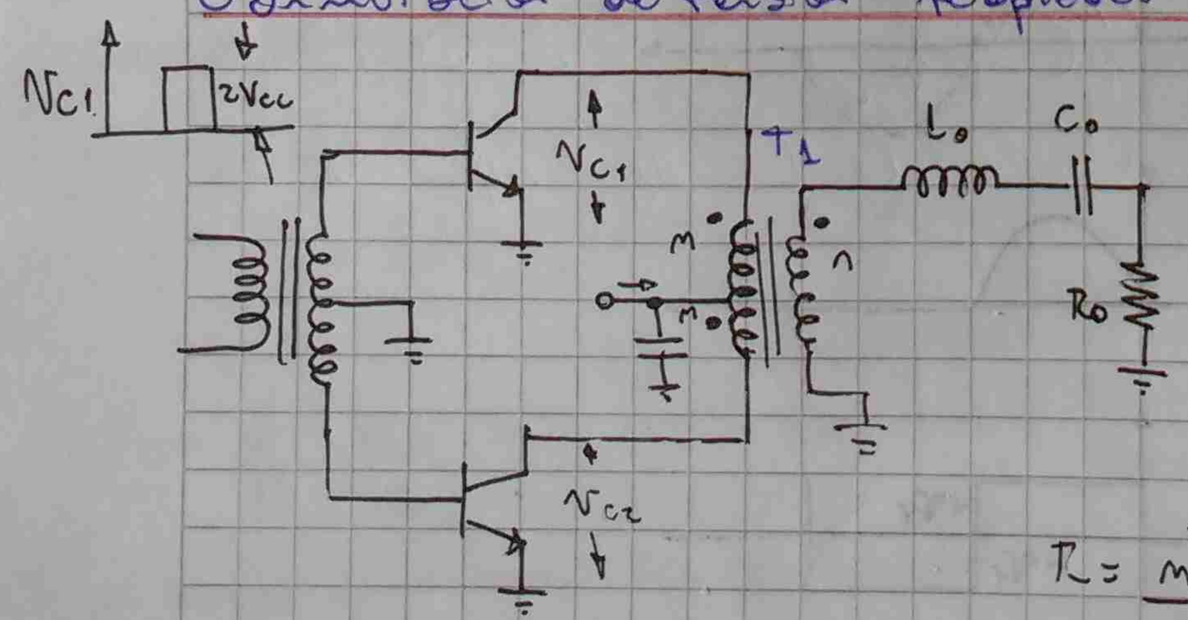
$$i_o(\theta) = \frac{2V_{cc}}{\pi R_L} \operatorname{sen}\theta \qquad V_o(\theta)_{max} = \frac{2V_{cc}}{\pi}$$

$$P_o = \frac{2}{\pi^2}\frac{V_{cc}^2}{R} \approx 0{,}203\frac{V_{cc}^2}{R} \qquad I_{dc} = \frac{2V_{cc}}{\pi^2 R} \qquad P_I = \frac{2V_{cc}^2}{\pi^2 R}$$

Como $P_o = P_i \Rightarrow \eta = 100\%$

Se puede reemplazar $L_o C_o$ por una red T.

Conmutación de tensión Acoplada por transformador



- La red de conmutación excita alternativamente los transistores Q_1 y Q_2.
- Transformador banda ancha con derivación central.

$$R = \frac{m^2}{n^2} R_o$$

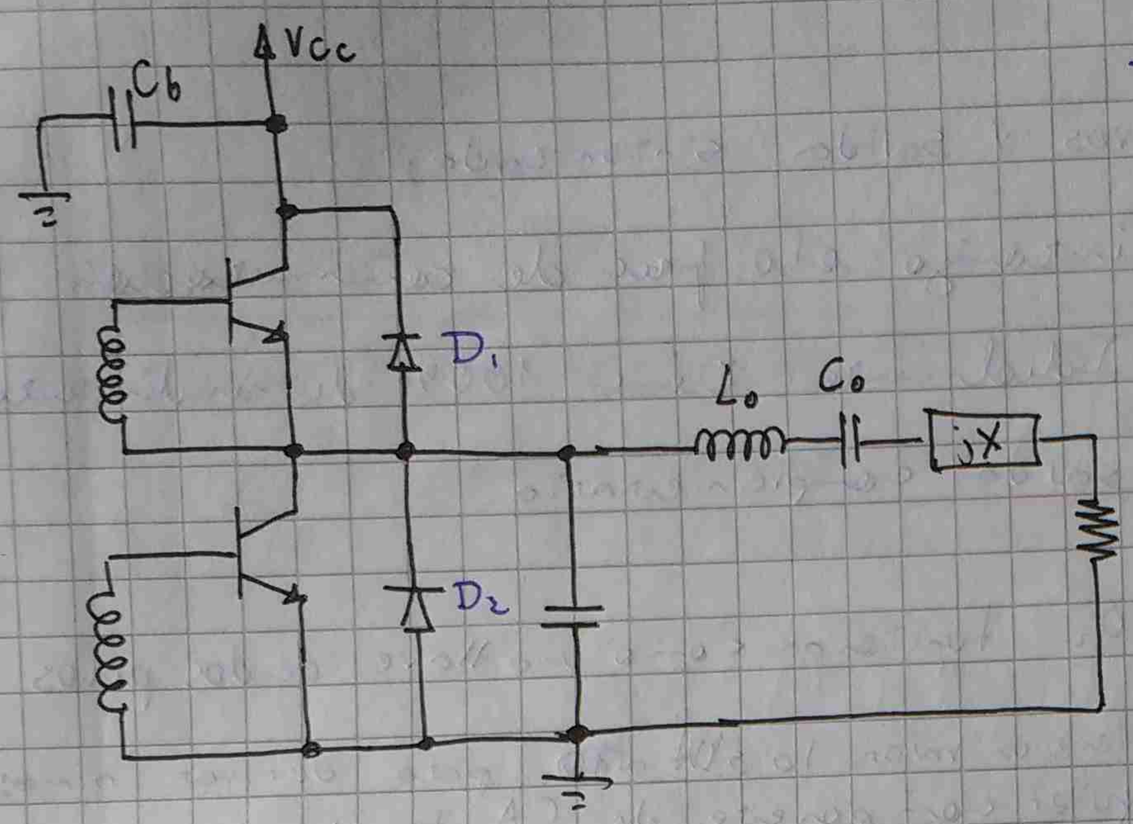
Es la impedancia en frecuencia fundamental vista desde (a través) del devanado primario de T_1.

$$P_o = \frac{8}{\pi^2}\frac{V_{cc}^2}{R}$$

Como $P_o = P_I \Rightarrow \eta = 100\%$

Cargas Reactivas.

La tensión no se modif. pero la corriente queda desplazada.

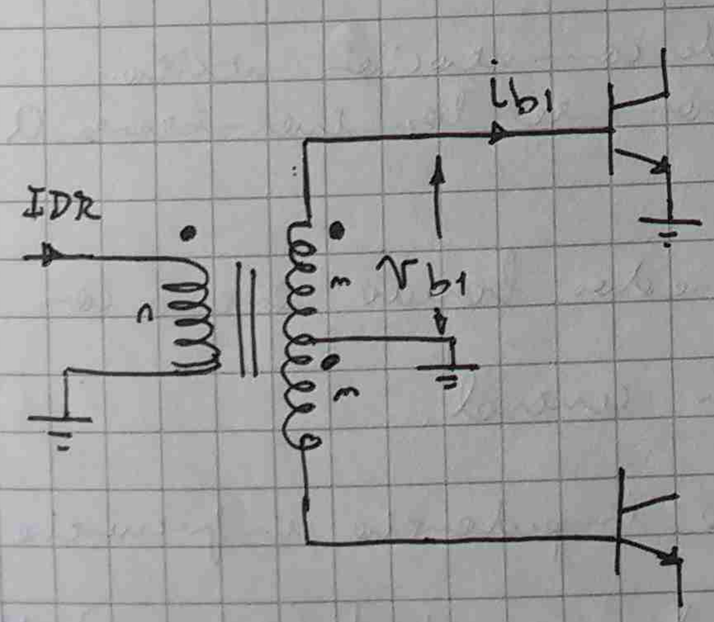


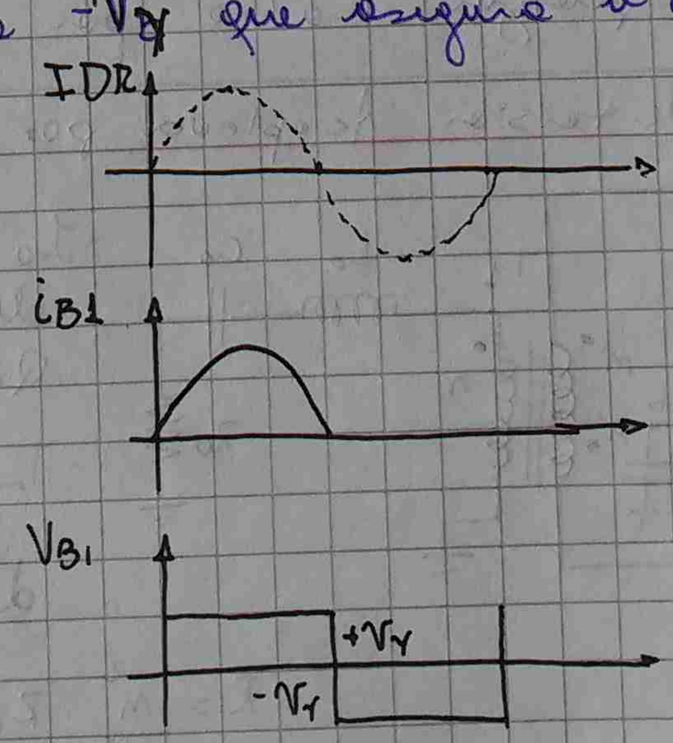
- D_1 y D_2 ayudan al camino para la corriente detrás de la tensión impresa.
- La reactancia en serie con la salida reduce la corriente.

Excitación

- Debe ser suficiente para cortar y saturar los dispositivos
- No se requiere corriente de reposo.
- Puede ser excitado con una señal cuadrada o una senoidal
- La senoidal es mejor
  - Usa menos potencia
  - Reduce el tiempo de almacenamiento en BJT en relación al ej. cuadrado.

- En la base se llega hasta 0.7V. (V_γ)
- El transformador genera una $-V_\gamma$ que asegura el corte del otro Transistor.





Ejercicio

Amplif. Close D que entrega 25W (sin trafo) a $R_L = 50\Omega$

$$P_o = \frac{2}{\pi^2}\frac{V_{cc}^2}{R} \Rightarrow V_{cc} = \sqrt{\frac{P_o \cdot \pi^2 \cdot R}{2}} = \sqrt{\frac{25W \cdot \pi^2 \cdot 50\Omega}{2}} = 78{,}5V$$

$$I_{DC} = \frac{2}{\pi^2}\frac{V_{cc}}{R} \Rightarrow \frac{2}{\pi^2}\cdot\frac{78{,}5}{50} = 0{,}318A$$

$$I_{CM} = \pi \cdot I_{DC} = 1A$$

Clase D Acoplado por transformador que entrega $P_o = 50W$ a $R_L = 50\Omega$

- V_{cc} no debe exceder $28V_{DC}$ ($V_{C-ex} = 56V$)

Con $V_{cc} = 28V$

$$P_o = \frac{8}{\pi^2}\frac{V_{cc}^2}{R} \Rightarrow R = \frac{8}{\pi^2}\cdot\frac{V_{cc}^2}{P_o} = 12{,}7\Omega$$

$R \leq 12{,}7\Omega$

$$R = \left(\frac{m}{n}\right)^2 R_o \Rightarrow \sqrt{\frac{R_o}{R}} = \frac{n}{m} = \sqrt{\frac{50}{12{,}7}} \approx 2$$

$$R = \left(\frac{1}{2}\right)^2 \cdot 50 = 12{,}5\Omega$$

Recalculo V_{cc} $\Rightarrow V_{cc} = \sqrt{\frac{P_o \pi^2 \cdot R}{8}} = 27{,}8V$

$$I_{dc} = \frac{8}{\pi^2}\frac{V_{cc}}{R} = \frac{8 \cdot 27{,}8}{\pi^2 \cdot 12{,}5} = 1{,}78A$$

$$I_{CM} = \frac{\pi}{2} I_{DC} = 2{,}8A$$

Determinar la reducción de potencia si aparece una reactancia tan grande como 50Ω desintonizando el ej anterior.

Como $|Z| \leq 70{,}7 = \sqrt{2} \cdot 50$

$$\rho = \frac{|Z|}{R} = \sqrt{2}$$

Igual que antes. (-is-o dispositivos).

$R = 12{,}5\Omega$

$V_{cc} = 27{,}8V$

$P_o = 25W$

$$P_o = \frac{8}{\pi^2}\frac{V_{cc}^2}{R} \Rightarrow$$

Si soportaron mas V_{cc} (@ $P_o = 50W$).

$V_{cc} = 39{,}1V$

$V_{C-ex} = 78{,}2V$

La onda de tensión sobre el devanado primario del trafo es una onda cuadrada con amplitud $\pm (n/m) V_Y$, con una amplitud del 1° armónico $4/\pi$ veces mayor.

$$R_{DR} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{n}{m}\right)^2 \frac{V_Y}{I_{Bm}} \qquad P_{DR} = \frac{2}{\pi} V_Y \cdot I_{Bm}$$

- I_{Bm} debe ser alta (I_C/β)
- La excitación para AP que usan FET deben producir señales sinusoidales de gate lo sup. grandes para llevarlo al corte y saturación

Resistencia y tensión de saturación.

- La tensión de saturación de los BJT afecta a todos los Clase D. Se reemplaza V_{CC} por una tensión efectiva V_{eff}.

Acoplado trafo $\quad V_{eff} = V_{CC} - V_{sat}$

Cont. Compl. $\quad V_{eff} = V_{CC} - 2V_{sat}$.

El rendimiento se reduce en $\frac{V_{eff}}{V_{CC}}$

En caso de usar FET, R_{DSon} queda en serie con la carga de drenador.

$$V_{DD} \rightarrow V_{eff} = V_{DD} \cdot \frac{R}{R + R_{ON}}$$

Excepto para las tensiones máximas de drenador.

$2V_{DD}$ en vez de $V_{DD} + V_{eff}$

V_{DD} para el complementario.

Capacidad paralelo

- C_S está constituida por la salida de los transistores y la capacidad parásita distribuida del circuito.
- Cada vez que conduce Q1 se carga hasta V_{eff}. La potencia consumida es:

$$P_S = \frac{1}{2\pi} B_S V_{eff}^2$$

- C_s produce un aumento en la potencia de entrada pero no en la salida (disminuye η)

- En el acoplado por transformadores, tiene una capacidad C_s en derivación con cada uno de los Q_1 y Q_2.

$$P_s = \frac{4}{\pi} B_s V_{eff}^2$$

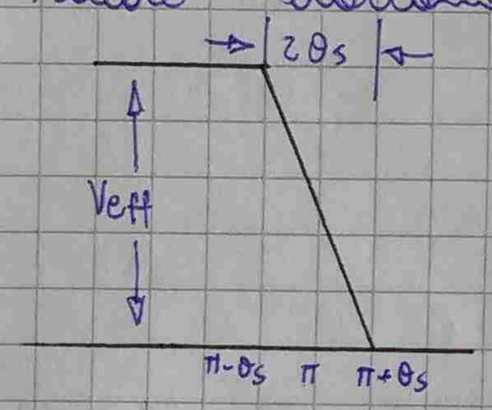
La pérdida de potencia es la misma para ambos comp.

La acoplado por trafo distribuye la misma capacidad total de derivación a dos posiciones, y funciona como la mitad de tensión de alimentación que la comp. complementaria.

Idc se reparte en ~~las~~ ambos transistores.

Tiempo de Transición:

- Puede relacionarse con C_s, pero en las hojas de datos la ponen.



El tiempo para completar la transición se convierte a una fracción angular del ciclo de RF.

$$\theta_s = 2\pi f t_s$$

Aplico Fourier a la forma trapezoidal y obtengo la tensión de salida

$$V_{om} \approx \frac{2}{\pi} V_{eff} \left(1 - \frac{\theta_s}{6}\right)$$ primer término.

Esta aproximación es válida para pequeños valores de θ_s.

El rendimiento ahora es: $\eta = \frac{V_{eff}}{V_{cc}} \frac{\operatorname{sen}\theta_s}{\theta_s}$

Modulación Amplitud

- Como las AP clase D operan en conmutación, varía con la Vcc.
- En un clase D la variación de tensión en el colector produce una variación muy lineal de la señal de RF.
- En las clase C esto no pasa.

Clase E

entregar 25W a una $R_L = 12{,}5\,\Omega$ @ 4MHz. $Q = 5$

$$P_o = 0{,}577\,\frac{V_{cc}^2}{R} \Rightarrow V_{cc} = 23{,}3V. \qquad V_{c_ex} = V_{cc}\ 3{,}56 = 82{,}8V$$

$$\eta = 100\%. \qquad I_{dc} = \frac{P_o}{V_{cc}} = \frac{25W}{23{,}3} = 1{,}07A. \qquad I_{c_ex} = I_{dc} \cdot 2{,}86 = 3{,}06A$$

$$B = \frac{0{,}1836}{R}\left(1 + \frac{0{,}81Q}{Q^2+4}\right) = \frac{0{,}1836}{12{,}5}\cdot\left(1 + \frac{0{,}81\cdot(5)}{5^2+4}\right) = 0{,}0167.$$

$$X = \frac{1{,}11\cdot Q}{Q-0{,}67}R = \frac{1{,}11\cdot(5)}{5-0{,}67} = 16{,}02\,\Omega. \Rightarrow X_0 = X + Q\cdot R = 78{,}52\,\Omega$$

$$X_0 = 2\pi f\cdot L_0 \Rightarrow L_0 = 3{,}12\mu H.$$

$$C_0 = \frac{1}{2\pi\cdot f\cdot Q\cdot R} = \frac{1}{2\pi\cdot 4\cdot 10^6\cdot 12{,}5} = 636pF$$

Clase F

25W @ $25\,\Omega$.

$$V_{om} = \sqrt{P_o\cdot 2\cdot R} = 35{,}4V.$$

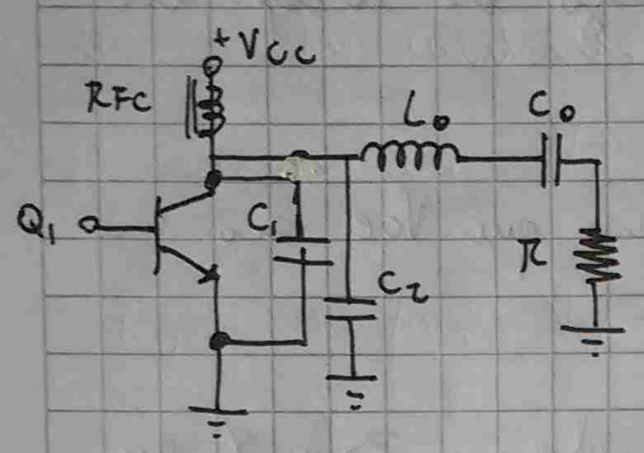
$$V_{om} = \frac{9}{8}V_{cc} \Rightarrow V_{cc} = \frac{8}{9}\cdot V_{om} = 31{,}4V \qquad V_{cm} = V_{om}\cdot 2 = 62{,}8V$$

$$I_{cm} = \frac{V_{om}}{R_o} = \frac{35{,}4V}{25\,\Omega} = 1{,}41A. \qquad \hat{I}_c = (1{,}41)\,I_{cm} = 2{,}82A.$$

$$I_{DC} = \frac{\hat{I}_c}{\pi} = 0{,}9A.$$

$$P_i = (I_{DC}\cdot V_{om}) = 28{,}3W$$

Amplificador Clase E



- Consiste en un circuito sintonizado (L_0-C_0) que conecta el colector a una carga y una capacidad C que dirige a masa el colector.

- La capacidad C está compuesta por C_1 (propia del transistor) y C_2 (agregado intencionalmente). Debido a C hay una pérdida de potencia en derivación.

Planteamos 4 Suposiciones.

① RFC tiene una reactancia lo suficientemente grande para que $I_{DC} \approx cte$.

② El Q de (L_0-C_0) es lo sup. grande para que la I_0 sea sinusoidal

③ Q_1 se diseña para trabajar como una llave (corte - saturación).

④ El valor de C es independiente de la tensión (no hay efecto varactor).

La forma de tensión de colector está producida por la carga y descarga del capacitor en derivación C. La forma de onda de la descarga no es muy importante.

La magnitud de la corriente de CC de entrada I_{dc}, la amplitud $I_{om} = \frac{V_{om}}{R}$ y la fase de la corriente de salida de RF determinan los parámetros de la forma de onda de la tensión de colector cuando la llave está abierta.

La componente de freq. fundamental de esa tensión es $V_1(\theta)$, la cual queda aplicada a $R+jX$ y determina la corriente, la tensión y la potencia de RF.

La componente de CC de la forma de onda de la tensión debe ser Vcc.

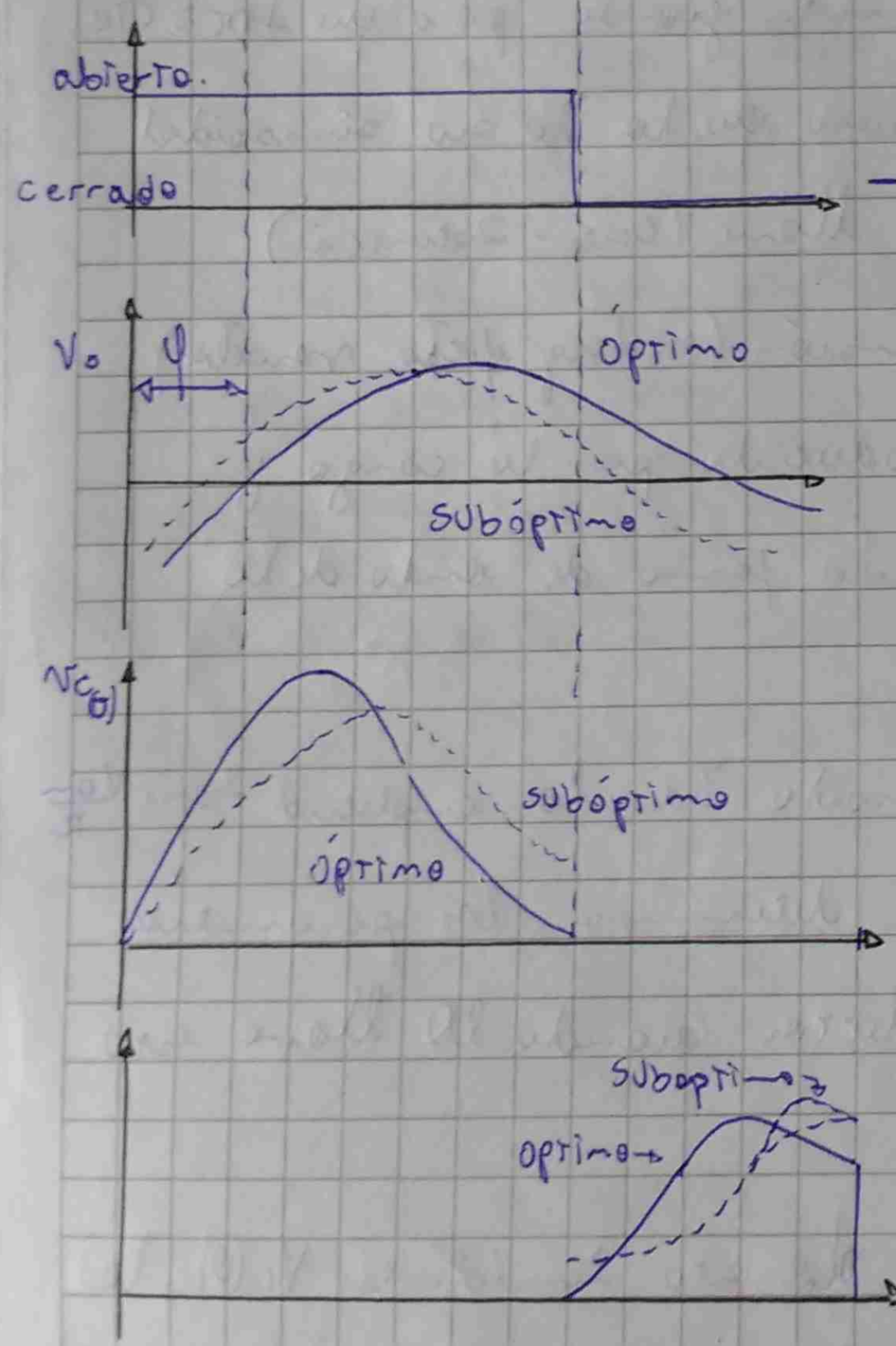
Performance óptimo y diseño

Si suponemos que todos los comp. del circ. eq. no tienen pérdidas la única fuente de pérdida es la carga y descarga de la cap. en derivación.

Se pueden elegir los elementos del circuito para que V_{CE} sea cero cuando se active el conmutador S.

Normalmente existe un continuo de valores B y X que producen esto para un ciclo de trabajo dado.

Otra restricción sobre B y X es que la pendiente $\frac{dv_c(\theta)}{d\theta}$ de la forma de onda de tensión del colector debe ser 0 cuando S se active.



- V_c y I_S son cero cuando se activa S la potencia disipada es nula.
- Disminuye la sensibilidad del circuito ante pequeñas variaciones de los elementos del circuito.
- Para encontrar B y X óptimos debemos evaluar $v_c(\theta)$ y su derivada respecto a θ igual a 0. Esto se produce en φ.

Se consigue una capacidad de potencia de salida normalizada

$$P_{max} = 0{,}0981^* = \frac{P_{o,max}}{V_{c,max}\, I_{c,max}}$$

78% clase B

62% clase C.

Q del circuito de salida.

- Los valores de B y X dados producen una operación óptima cuando el Q del circuito de salida es muy alto.
- Los valores prácticos de Q están en el rango de 3 a 10 que permite que circule algunos armónicos. Éstos pueden causar que la onda de tensión de salida no sea cero o posea pendiente no nula en el tiempo en que el transistor se activa, impidiendo un func. óptima.

Variación de la frecuencia

Para valores de Q medianos y altos del circuito de salida, el ancho de banda varía aprox. con la inversa de Q.

Es posible hacer funcionar el Clase E sobre una estrecha de ancho de banda con un rendimiento (ideal) del 95%.

Esto se logra reduciendo el valor de Q (L_0-C_0) a un valor mínimo y ofreciendo una alta impedancia a las corrientes armónicas mediante la inserción de un filtro entre C_0 y R.

Tensión y resistencia de Saturación

Para los BJT se utiliza $V_{CH} = V_{CC} - V_{sat}$ (excepto en P_{DC})

La resistencia R_{ON} de los FET, se tiene en cuenta suponiendo que su efecto en el func. global del circuito es pequeño integrando $i_S^2(\theta) \cdot R_{ON}$ durante el tiempo que el FET está conduciendo.

Tiempo de transición:

- El funcionamiento óptimo del Clase E reduce la potencia de la conmutación a un nivel despreciable. Éste puede determinarse suponiendo que la corriente de colector varía en forma lineal durante la transición. Esto provoca una forma de tensión periódica de trabajo.

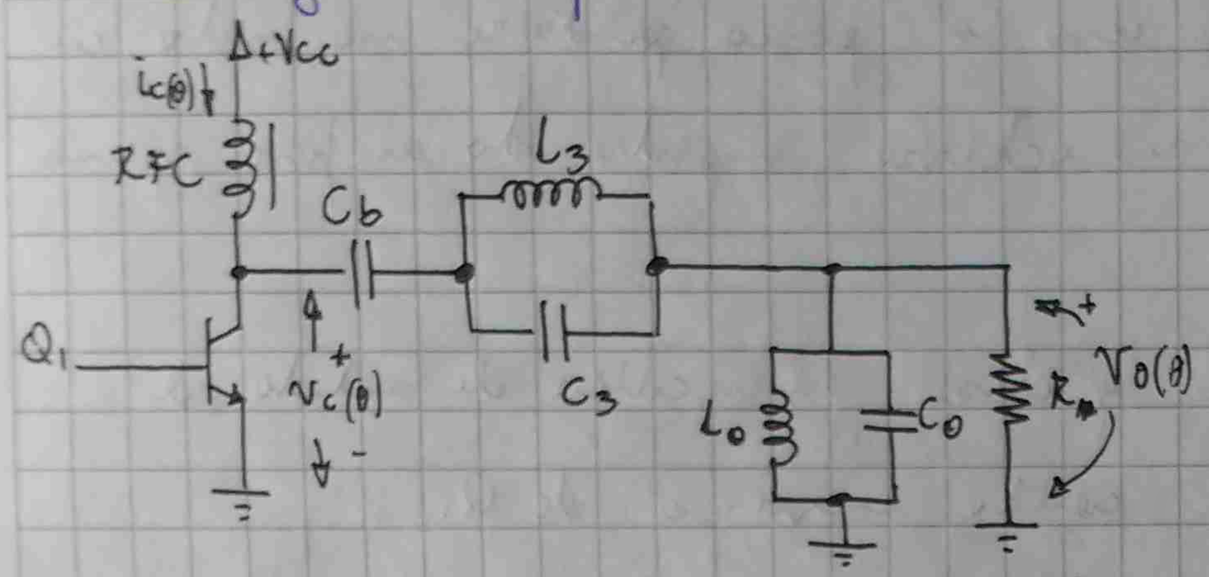
El rendimiento no depende de la resistencia de saturación

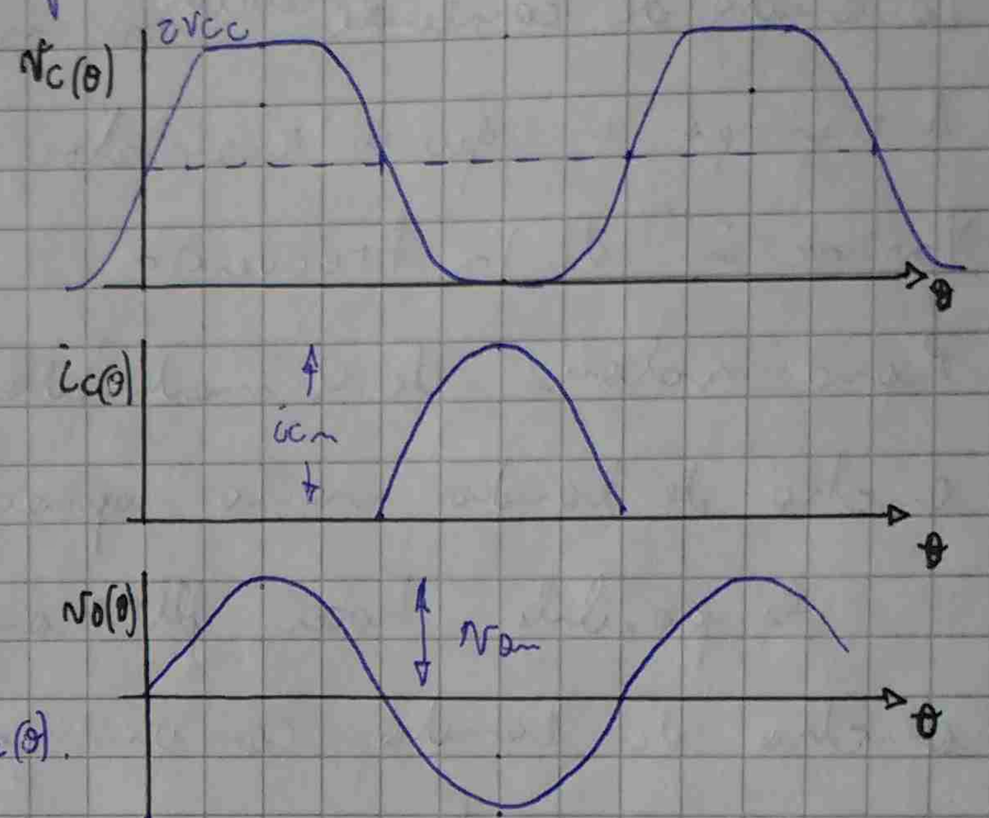
Amplificador Clase F

Biarmónico, Clase CD, Clase D de terminación única, Clase C de alto rendimiento y multiresonador.

Posee una red de carga que resuena en una o más frecuencias armónicas, además de la portadora.

En general funciona como una fuente de corriente.





- Una componente de tercer armónico cosenoidal no aplana la forma de $V_c(\theta)$.
- El mejor aplanamiento se consigue haciendo $V_{0m3} = \frac{V_{0m}}{9}$.
- La máxima salida ocurre cuando el punto mínimo de $V_c(\theta)$ es cero. Entonces para transistores ideales $V_{0m} = \frac{9}{8} V_{CC}$
- El rendimiento es aprox 88,4%
- El resonador de tercer armónico hace posible la aparición de la componente de 3° armónico de tensión en el colector. Una capacidad adecuada aplana la tensión de salida, produciendo un rendimiento más elevado y mayor Po.

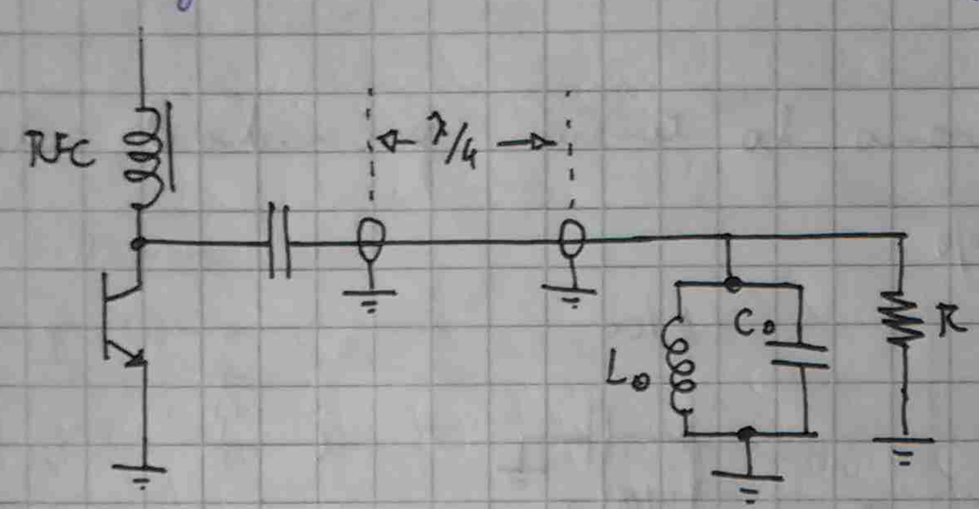
Clase F Con Línea de Transmisión

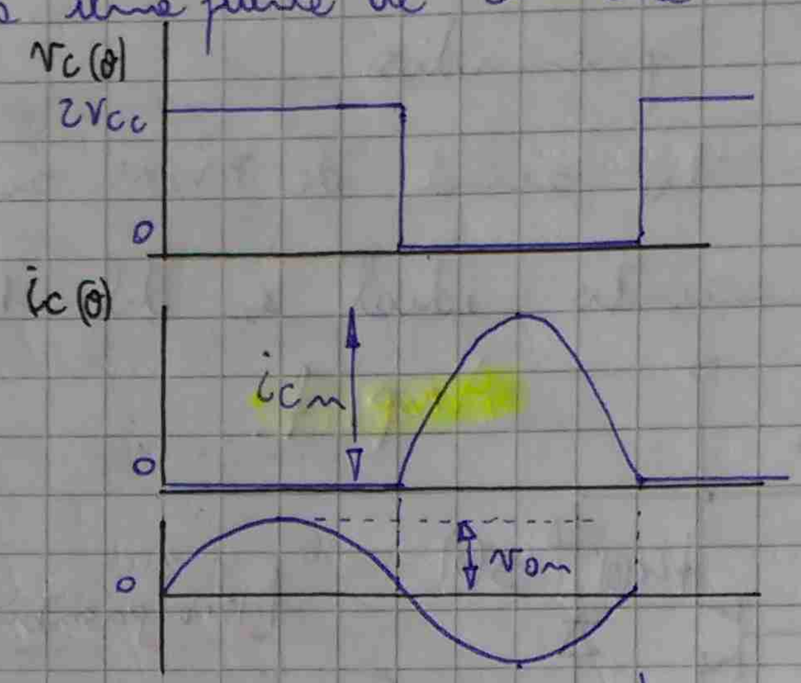
Se puede utilizar una línea de transmisión $\lambda/4$ para producir el efecto equivalente de un infinito número de resonadores.

- El circuito resonante paralelo a la salida produce un corto para todos los armónicos.

La línea de transmisión se convierte en corto para los armónicos pares y circuito abierto para los impares.

Como resultado se consigue una onda mas cuadrada, y el disp se asemeja mas a una llave que a una fuente de corriente.





La tensión en el colector contiene componentes en fundamental y armónicos pares.

La corriente en el colector contiene componentes en fundamental y armónicos impares.

Como consecuencia se genera potencia solo en la fundamental.

Para los BJT $V_{eff} = V_{CC} - V_{sat}$

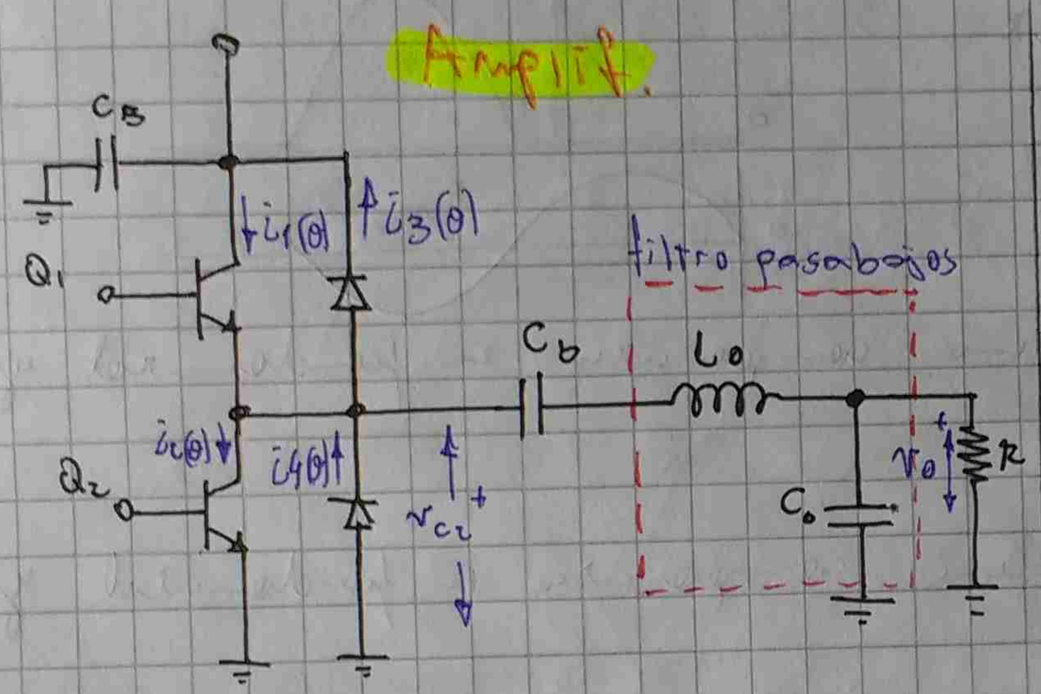
Para los FET, como la corriente de drenador pico es el doble que para las clases B o D con la misma corriente de salida, las pérdidas en R_{ON} se duplican $V_{eff} \approx \frac{R}{R + 2R_{ON}} V_{DD}$

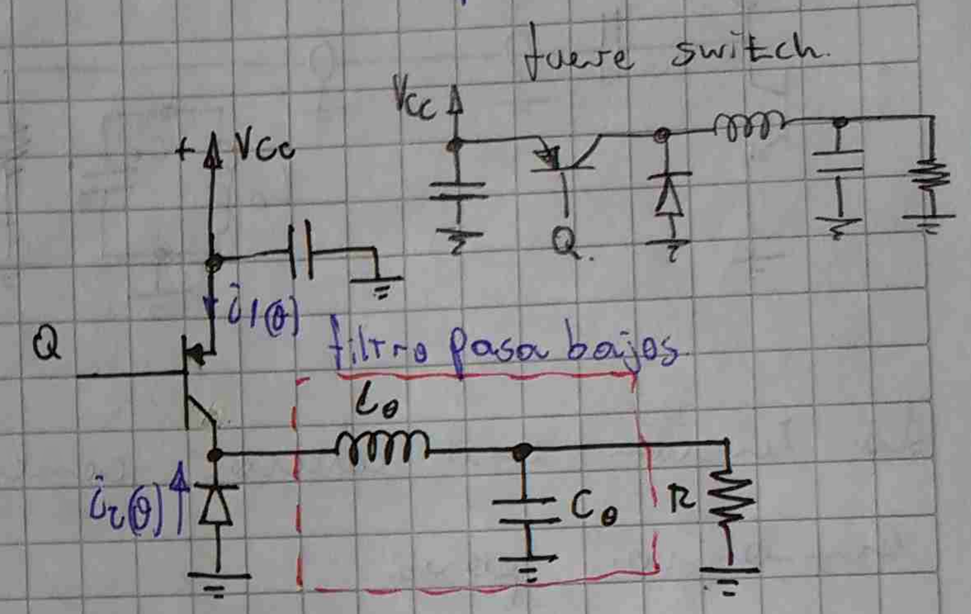
Amplificador Clase S

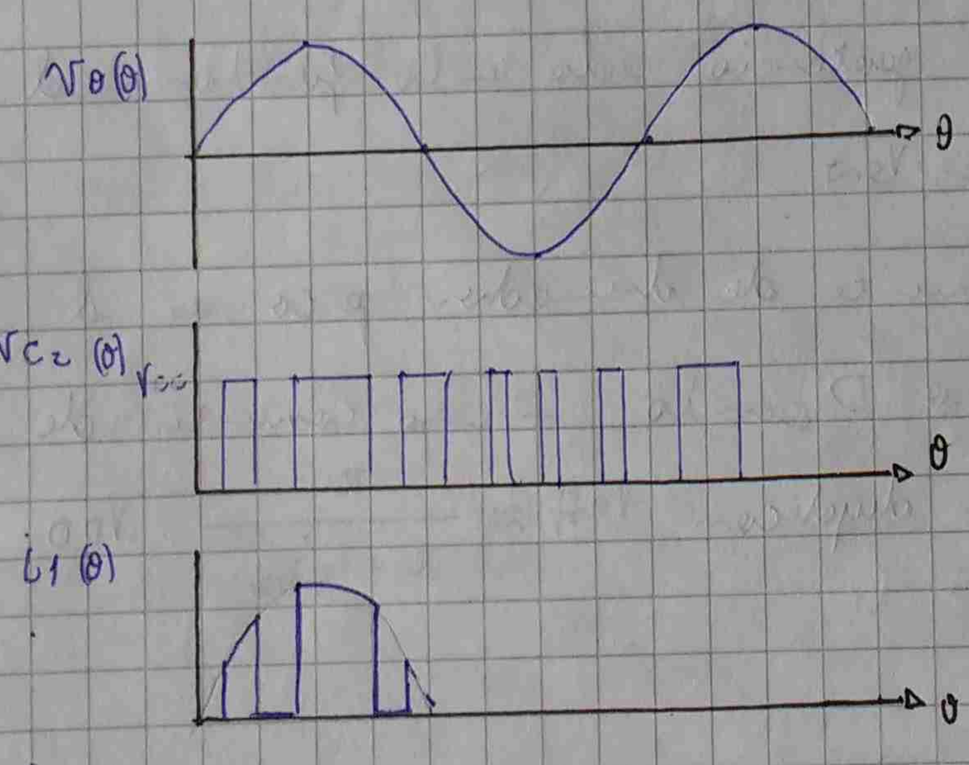
Se puede utilizar como amplificador o como modulador de amplitud.
La forma de onda de tensión rectangular tiene una f mucho mayor que la señal deseada. Se aplica en la salida un filtro pasa bajos que deja pasar la componente de CC (de variación lenta) o tensión promedio.

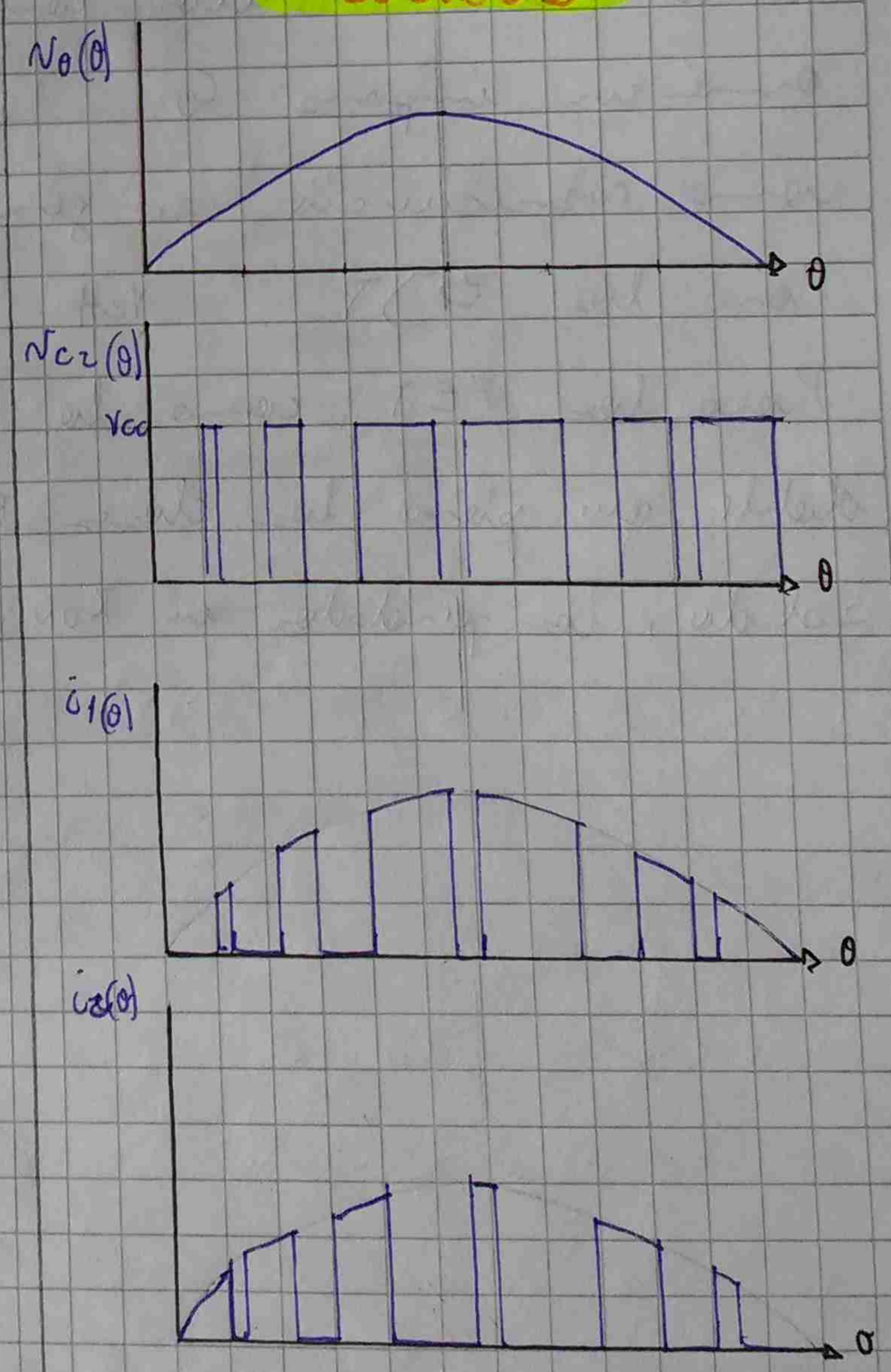
Con la señal de PWM se varía la tensión promedio de salida.

El rendimiento ideal es del 100%









En el de la izq no circula cc por la carga.
En ambos la forma de onda de tensión $V_{C2}(\theta)$ o $V_0(\theta)$ se acopla a la carga R mediante un filtro paso bajos L_0-C_0
El inductor L_0 bloquea las componentes de alrededor hacia la carga.
El AP produce corrientes positivas o negativas (para 2Q y 2D)
- El capacitor C_b puede eliminarse con una fuente partida
El modulador produce solo corriente de salida positiva, por lo que solo necesita un solo transistor y un solo diodo
La tensión de salida está entre 0 y V_{cc}.

Amplificador $P_{0(mod)} \leq \frac{V_{cc}^2}{8R}$ Modulador $P_{0(mod)} \leq \frac{V_{cc}^2}{R}$

En cualquier caso los comp activos no tienen nunca tensión y corrientes nulas simultáneamente, por lo que $\eta = 100\%$
En la práctica $\eta < 100\%$

$V_{eff} = V_{cc} - V_{sat}$ (BJT) $V_{eff} = V_{DD} \frac{R}{R+R_{ON}}$ (FET)

Cada transición carga la capacidad en derivación.

fuente simple $+V_{cc}$ $P_s = C_s V_{eff}^2 \cdot f_{conmutación} = \frac{1}{2\pi} B_s V_{eff}^2$

fuente partida $\pm V_{cc}$ $P_s = 8 C_s V_{eff}^2 f_{conmutación} = \frac{4}{\pi} B_s V_{eff}^2$

- Durante la transición la corriente en el inductor se mantiene cte.
  - Suponer tensiones y corrientes de transición lineales.
  - Hay dos transiciones en cada ciclo de la frecuencia de conm. (una por cada transistor).

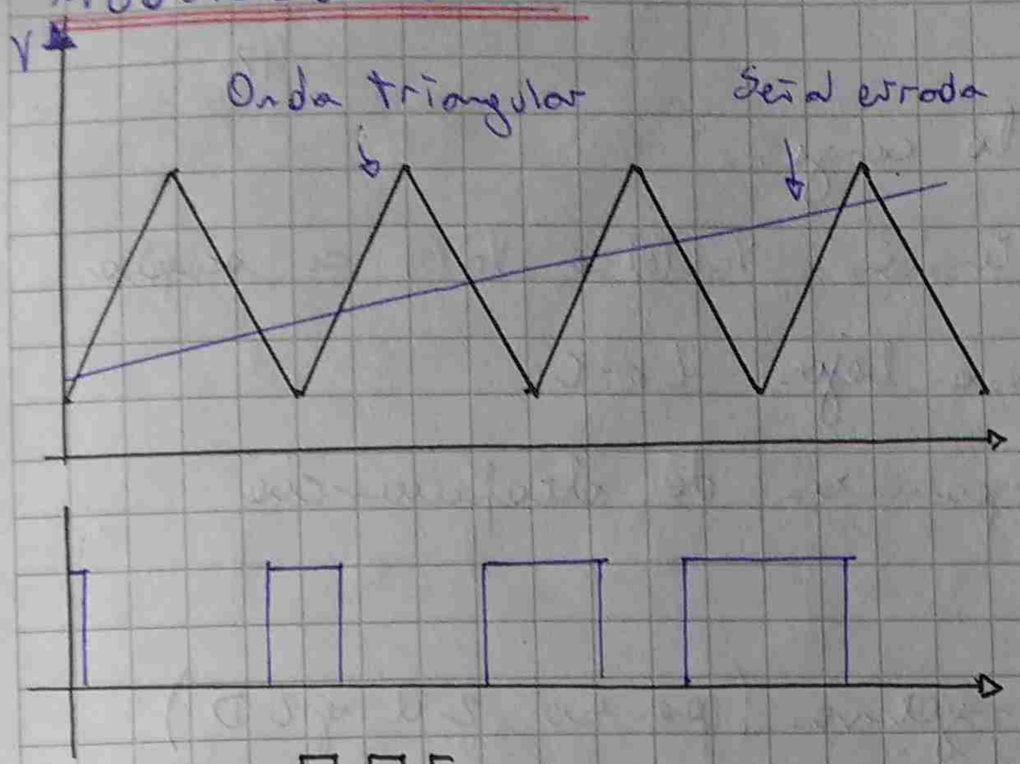
$P_d = \frac{\theta_s^2}{4\pi} V_{cc} A.$

$A = \frac{V_{cc}}{\pi R}$ Ampl. con corriente senoidal.

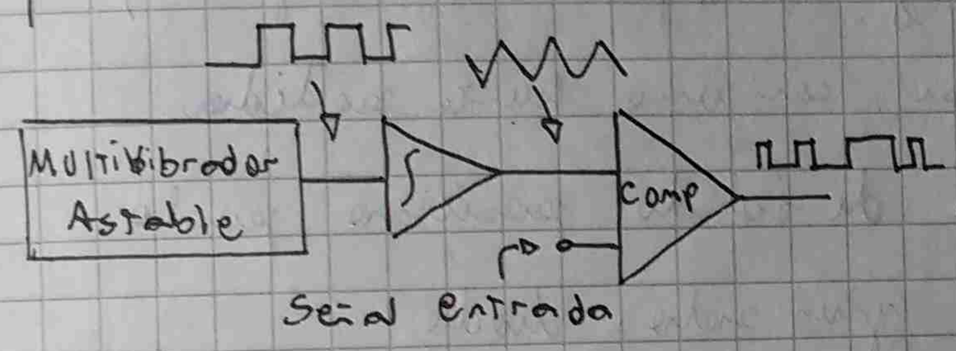
$A = \frac{2V_{cc}}{\pi R}$ Modulador corriente en salida rect onda completa.

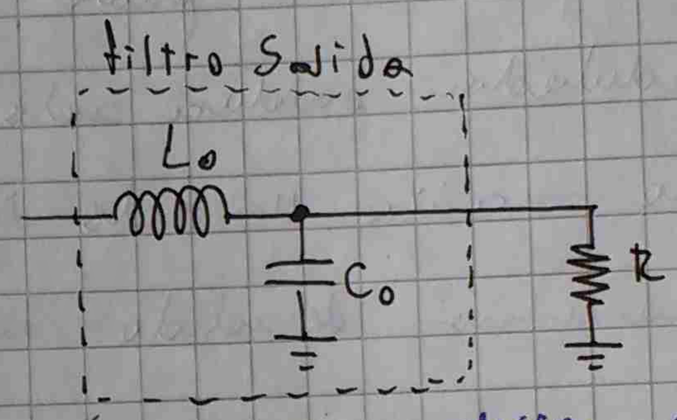
$A = \frac{V_{cc}}{\pi R}$ Onda sinusoidal elevada.

Modulación PWM



- La linealidad del PWM depende de la linealidad de la señal triang.





Filtro Salida

Atenúa la f de conmutación y sus armónicos sin afectar signif. la señal de salida.

Debe presentar una Zi alta f de conmutación de 5 a 10 veces (por eso la Lo en serie).

El filtro se puede diseñar teniendo en cuenta:

- La frecuencia fo en la cual Lo y Co resuenan en la fec de corte de un Bode aproximado.
- Un factor $\zeta = 0{,}707 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{L_o}{C_o}}$ o mayor, da una banda de paso suave sin pico resonante y una atenuación de -3dB con un despl. de fase de 90° en fo.
- La atenuación de este filtro es de 40dB/dec por encima de fo.

Frecuencia de Conmutación

Primer mínimo
- Máxima distorsión permisible (modulador)
- Máximo Índice de modulación (modulador)
- Componente de f_ax de la señal a amplificar (amplif)

Segundo Mínimo
- Atenuación requerida de la f de conmutación
- Número de polos del filtro de salida y su f de corte

Límite Superior
- Pérdidas en los trans y los diodos
- Pérdidas en el inductor del filtro
- Radiación y pérdidas en los blindajes

Amplificadores de pulso

Amplifican la salida del modulador para controlar los transistores de conmutación de salida.

Deben generalizar la saturación y el corte de los dispositivos de salida aún en las peores condiciones

- D_3 acomoda la diferencia entre la tensión de salida alta del comparador y V_{cc}.
- Q_3 y Q_4 aseguran saturar y cortar a Q_1 y Q_2.
- Las resistencias y los C en las bases acción de filtro pasa bajas.

- El efecto del filtro puede disminuirse colocando C en paralelo con las resistencias en serie con la base.

26 Sept.

Rollet.
Circ. estabilidad.
GTU - ex.
PLL (det fase)
PLL (Nuevo, Filtro RC).
Preescaler 2 sble mód. (N_P y A)
PLL N fracc.
Diagr PLL (doble Mod)
Rec. Superheterodino.
Trans - sor Diagrama.
Puntos - error Ganancia
Amplif. MIC. G y NF.
Circ. Medir Q.
Osc. Pierce.
Balanceo simple. (V_0 y V_m).

Adapt LT
Señal Bitonal.
Mezcl. BL.
Clase D.

Febr.

PLL Det fase.
PLL RRC.
PLL 2° Módulo → Marcar caract. No obj
Circ. estab.
Mezcladores.
Trans. Genérico.
Rec. Superheterodino.
Osc. Collpits 3° sobretono.
Trafo RF
LT
OSC XT.
Pérd Retorno.

Convolución señales bitonales.
Ruido Mezclador.
Señal bitonal.
PADD.
Clase F con LT.

~~Octubre~~ 22.

Rollet.
Circ. Estab.
Mayor ganancia.
NF constante.
Rec. Suph. 2FI
Collpitts. FET.
Randall/Hock.

PLL N fraccional.
Amplif Clase F
$IL = 20 \log \left(\frac{Q_L}{Q_L - Q_U} \right)$
PLL.
Bitonal.
Perd. Mezclador.

Convolución.

---

6 Jul.

PLL. Det fase.
PLL func. transf.
PLL prescaler doble Mód.
Rollet.
Bilateral Incond Estable.
Unilateral " " GsyGL
Trans. " " " NF

Rec. 2FI
Trans. Genérico
Ruido fase.
Q.
Pulling.
Mezcl. Dobl. Balanceado.
Adapt 4Z → 50 Ω.
RADD

Clase S.
PAE

4) TRANSISTOR DE RF - Condiciones necesarias y suficientes para estabilidad incondicional

- ● $\Delta < 0 \quad K > 1$
- ○ $\Delta > 0 \quad K \leq 1$
- ○ $\Delta \geq 0 \quad K < 1$

5) TRANSISTOR DE RF – Para un transistor bilateral incondicionalmente estable, indique como deben ser las adaptaciones para máxima ganancia de potencia de 9,2dB, siendo:

$$\Gamma_{MS} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}; \quad \Gamma_{ML} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}$$

$\Gamma_S = \Gamma_{MS}$ $\quad \Gamma_L = \Gamma_{ML}$

$\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$ $\quad \Gamma_{out} = \Gamma_L^*$

- ● Para adaptar, se toma $\Gamma_S = \Gamma_{MS}$ y $\Gamma_L = \Gamma_{ML}$ a partir de las ecuaciones anteriores. Luego, se diseña el circuito de adaptación lográndose la ganancia máxima de 9,2dB.
- ○ Para adaptar, se toma $\Gamma_S = \Gamma_{MS}{}^*$ y $\Gamma_L = \Gamma_L{}^*$ a partir de las ecuaciones anteriores. Luego, se diseña el circuito de adaptación para máxima potencia.
- ○ Para adaptar, se toma $\Gamma_S = \Gamma_{MS}{}^*$ y $\Gamma_L = \Gamma_L{}^*$ a partir de las ecuaciones anteriores. Luego, se diseña el circuito de adaptación para una ganancia determinada.

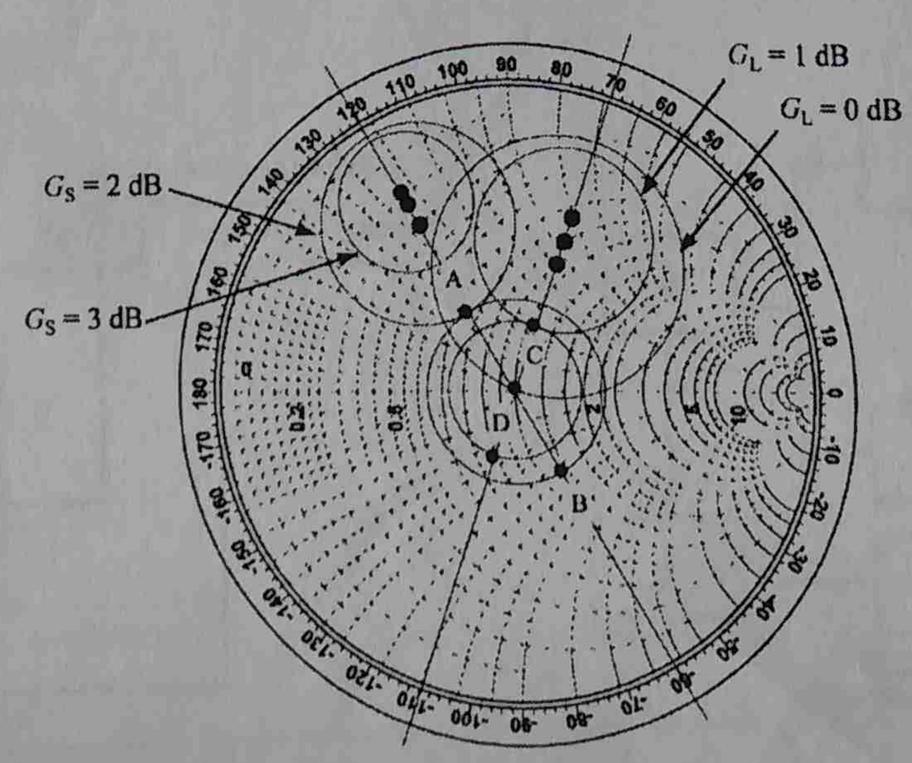
6) TRANSISTOR DE RF – Para un transistor unilateral incondicionalmente estable, se desea una ganancia de 11dB. Siendo la ganancia máxima:

$G_{TU-max} = G_{S-max} \cdot |S_{21}|^2 \cdot G_{L-max}$ = 3,59dB + 7,96dB + 1,92dB.

- ● Para lograr la ganancia deseada, se pueden emplear los círculos de ganancia constante $G_S = 2dB$ y $G_L = 1dB$. Se pueden seleccionar por ejemplo los puntos C y A para llevar a cabo la adaptación.
- ○ La adaptación no puede ser llevada a cabo.
- ● Para lograr la ganancia deseada, se pueden emplear los círculos de ganancia constante $G_S = 3dB$ y $G_L = 0dB$.

$|S_{21}|^2$ + lo que me falta para llegar a G dado lo saco de G_S y G_L

$\lvert S_{21}\rvert^2$	G_S	G_L	
≈8	2	1	= 11
≈8	3	0	= 11



ELECTRONICA APLICADA III – 01.06.2017. La modalidad del exámen fue la misma que en los turnos anteriores: 20 preguntas, con múltiples choice y ejercicios prácticos mezclados. Se aprobaba a partir de las 10 preguntas correctas. Permitían ver el examen e irse si sentías que no estabas preparado. Aprobamos los tres presentes.

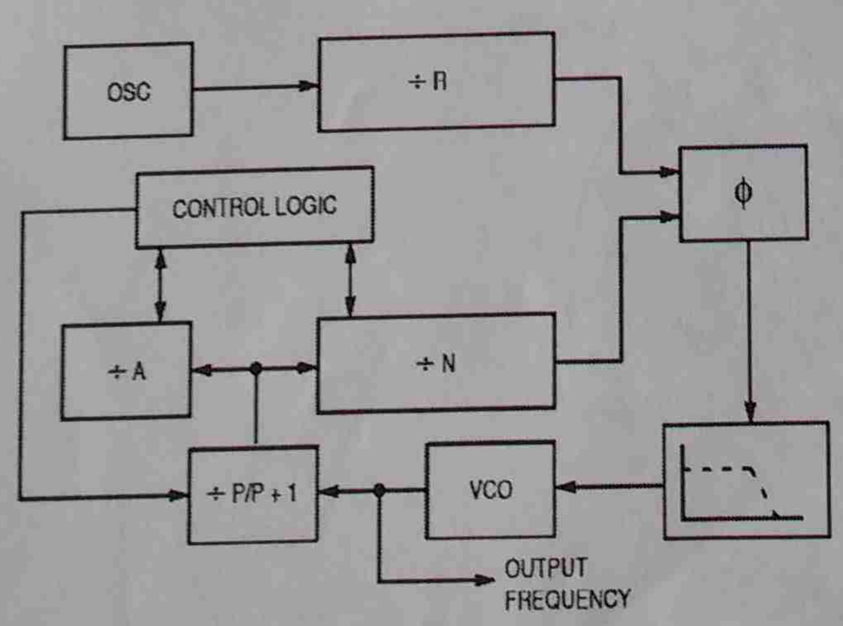
1) PLL – Detector de fase

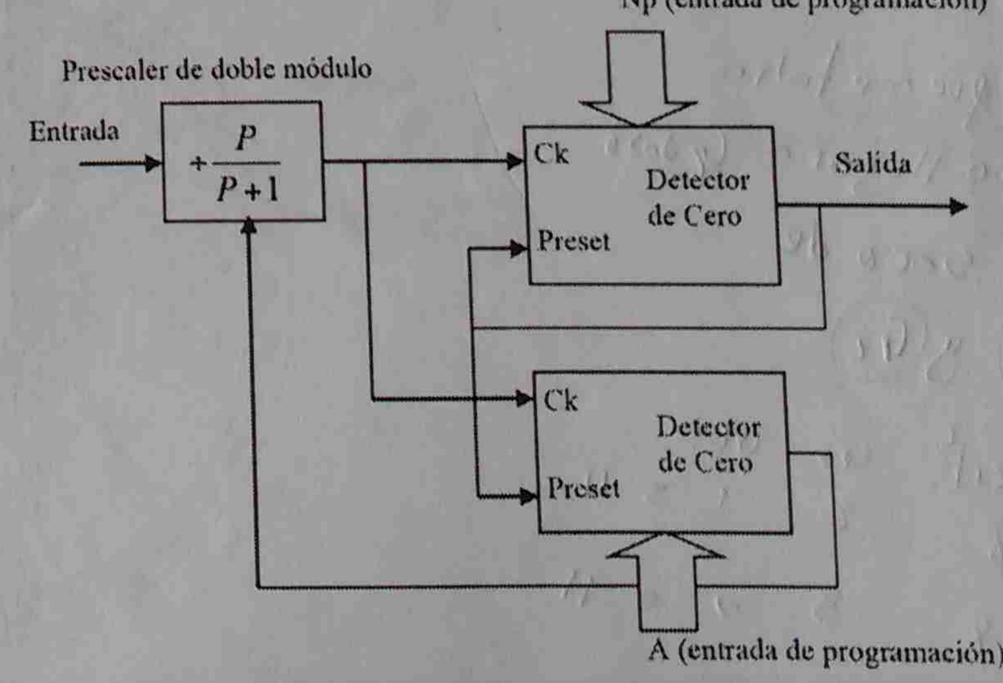
- ● El detector de fase con bomba de carga tiene un rango de $\pm 2\pi$. A la salida se obtiene un valor de tensión proporcional a la diferencia de fase entre las dos señales. La salida está caracterizada además por los pulsos generados por ambas señales y si están adelantadas o atrasadas.
- ○ El detector de fase con bomba de carga tiene un rango de $\pm\frac{\pi}{2}$. A la salida se obtiene un valor de tensión proporcional a la diferencia de fase entre las dos señales. La salida está caracterizada además por los pulsos generados por ambas señales y si están adelantadas o atrasadas.
- ● El detector de fase-frecuencia (PFD) genera una tensión de salida proporcional a la diferencia de fase y a la diferencia de frecuencia entre ambas señales.
- ● El detector de fase-frecuencia (PFD) y el detector de fase con bomba de carga tienen una tensión de salida nula si la diferencia de fase es nula.

2) PLL – Función de transferencia

- ○ La función de transferencia del PLL se ve afectada por el detector de fase, el filtro pasa bajos, el VCO, y es independiente del valor de N.
- ● La función de transferencia del PLL se ve afectada por el detector de fase, el filtro pasa bajos, el VCO, y también depende del valor de N.
- ● El filtro pasa bajos es el principal componente que determina la respuesta del PLL.
- ○ En un PLL con un filtro tipo RC, los parámetros k, ξ, ϖ_n pueden determinarse independientemente uno del otro.
- ● En un PLL con un filtro tipo RRC, los parámetros k, ξ, ϖ_n pueden determinarse independientemente uno del otro.

3) PLL – Dibujar el esquema de un PLL con preescaler de doble módulo, incluyendo además los parámetros N_p, A y la lógica de control necesaria.

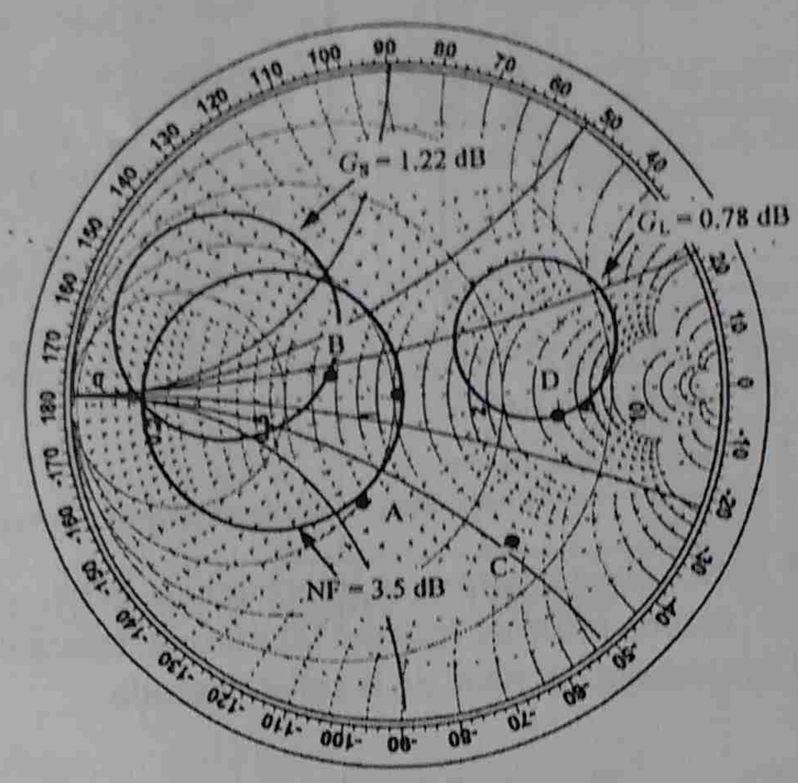




7) TRANSISTOR DE RF – Para un transistor unilateral incondicionalmente estable, se desea una adaptación para una ganancia de 16dB y una figura de ruido menor a 3,5dB. Siendo la ganancia máxima:

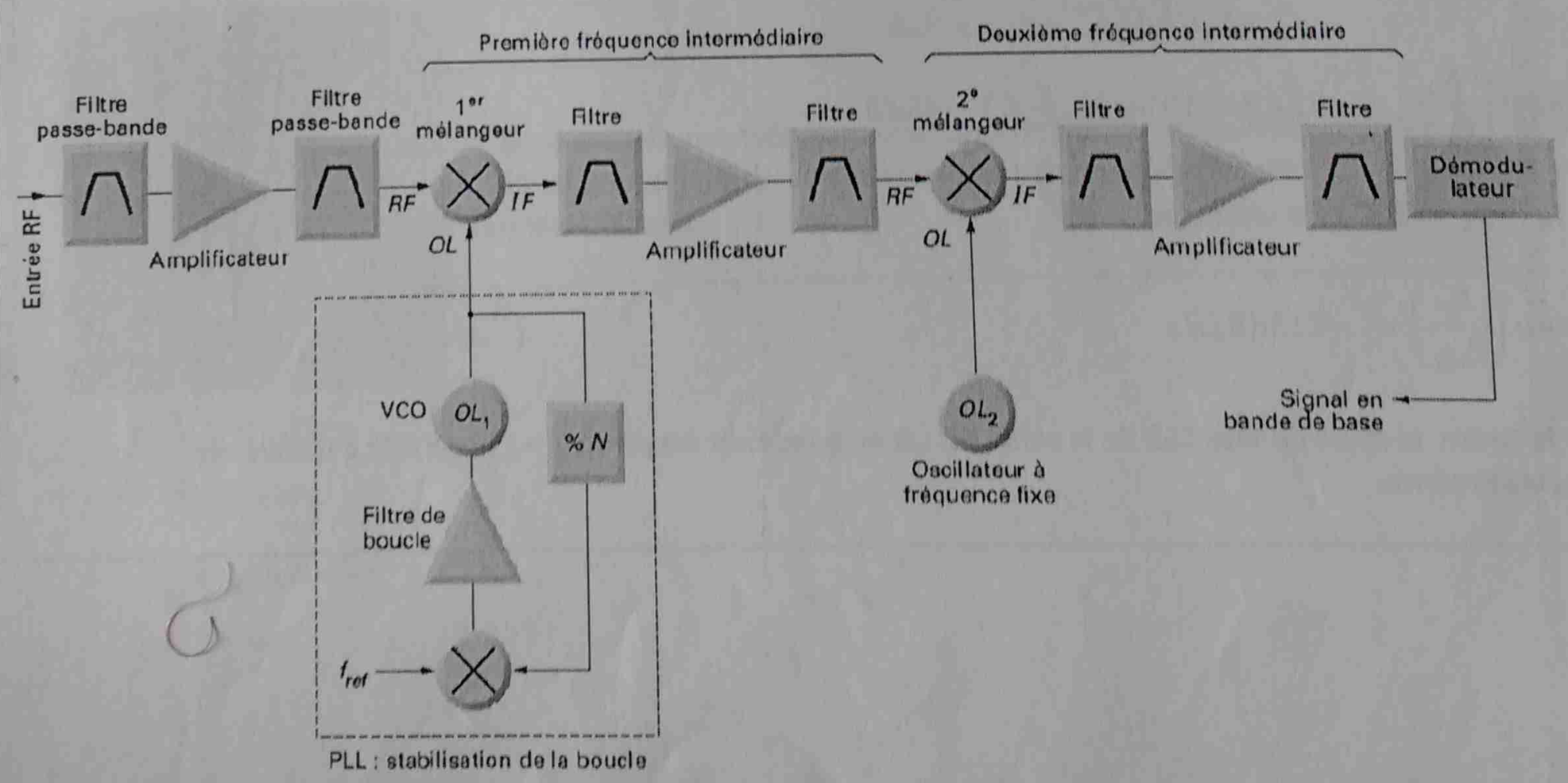
$G_{TU-max} = G_{S-max} \cdot |S_{21}|^2 \cdot G_{L-max}$ = 3dB + 13,98dB + 1,31dB.

- ● Para lograr la figura de ruido deseada y la ganancia deseada, se selecciona el punto $\Gamma_S = B$ sobre el círculo de ganancia constante $G_S = 1{,}22dB$. Luego, se elige el punto $\Gamma_L = D$. Una vez ya adaptado, la ganancia restante es $G_L = 0.78dB$.
- ○ Para lograr la figura de ruido deseada y la ganancia deseada, se calcula el complejo conjugado del punto B y se selecciona dicho punto como Γ_S. Luego, $\Gamma_L = D$.
- ○ No es posible realizar la adaptación.



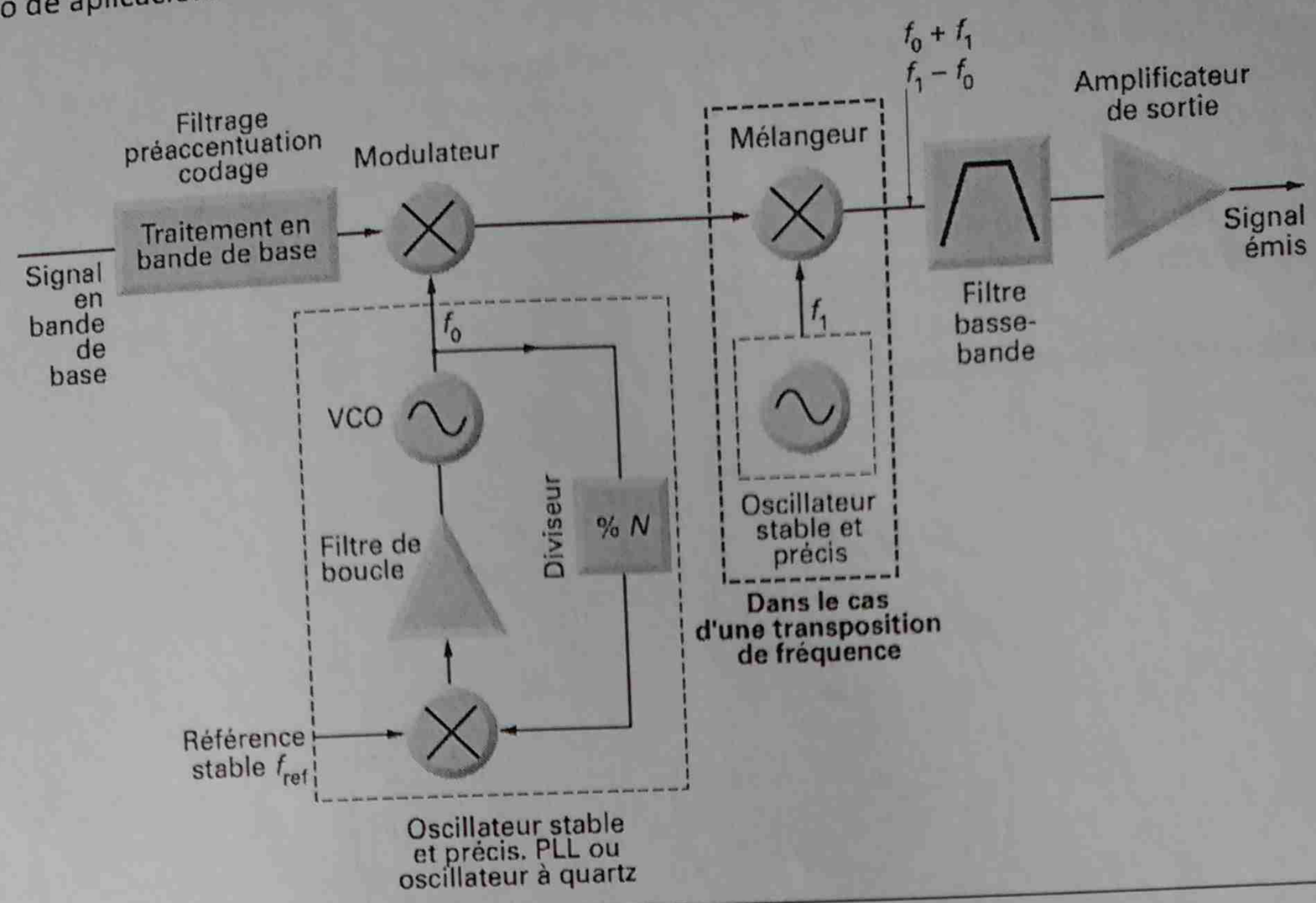
8) TRANSMISORES Y RECEPTORES – Esquemático de un receptor de RF con doble cambio de frecuencia.

Esquemático de aplicación:



9) TRANSMISORES Y RECEPTORES – Esquemático de un transmisor de RF genérico.

Esquemático de aplicación:



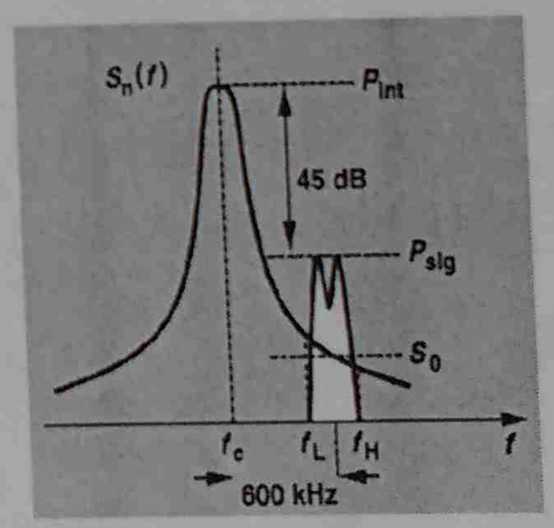
10) RUIDO DE FASE – Un receptor GSM debe soportar una interferencia localizada a tres canales de distancia del canal deseado y es 45dB mayor. Estime ruido de fase del LO máximo tolerable si la corrupción por mezcla recíproca debe permanecer 15dB debajo del nivel de la señal deseada.

Siendo la relación señal ruido: $SNR = \frac{P_{sig}}{S_0(f_H - f_L)} \leq 15dB$

Por lo tanto: $10log\left(\frac{S_0}{P_{sig}}\right) = -15dB - 10\log(f_H - f_L)$

Dado que la señal interferente esta convolucionada con el ruido de fase del LO (S_0), debe ser normalizada con P_{int}.

Teniendo en cuenta que $10log\left(\frac{P_{int}}{P_{sig}}\right) = 45dB$.



$$10log\left(\frac{S_0}{P_{sig}}\right) = -15dB - 10\log(f_H - f_L) - 45dB$$

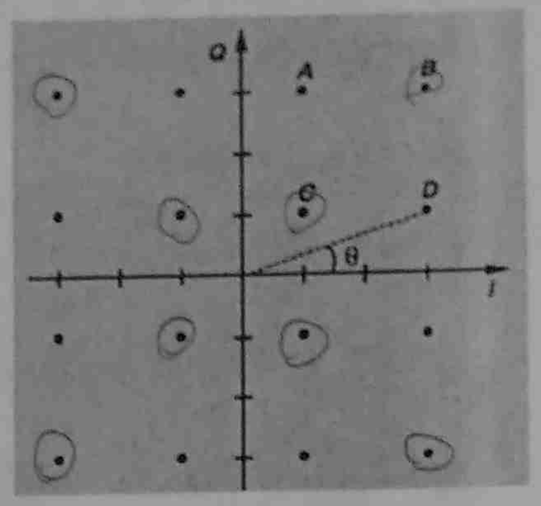
Si $f_H - f_L = 200KHz$ entonces,

$$10log\left(\frac{S_0}{P_{sig}}\right) = -113dB/Hz$$

Por lo tanto, el ruido de fase SSB de la señal del LO no puede ser mayor que $-113dB/Hz$ a 600KHz de desplazamiento.

11) RUIDO DE FASE – Indique cuáles son los puntos menos afectados por el ruido de fase en la siguiente modulación 16-QAM.

Considerando los cuatro puntos del cuadrante superior, los puntos B y C pueden tolerar una rotación de 45° antes de introducirse en los cuadrantes adyacentes. Los puntos A y D sólo pueden rotar 18,4° aproximadamente. Por lo tanto, los ocho puntos más alejados de los ejes I y Q son los menos sensibles al ruido de fase.



12) Explique por qué los resonadores piezoeléctricos no pueden ser empleados en sobretonos pares.

Según el profe, la respuesta la dio en clase. No recuerdo haberla visto en ningún apunte.

No producen efecto piezoeléctrico.

13) Ordene los siguientes resonadores de mayor a menor según el valor del Q de cada uno

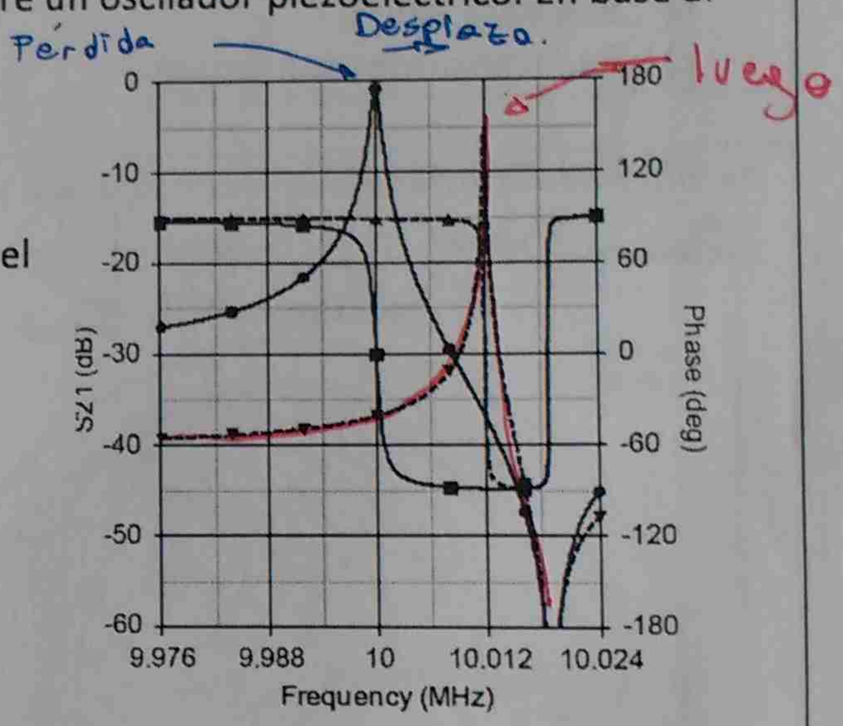
(1) Cristal (2) SAW (4) LC (3) Cerámico

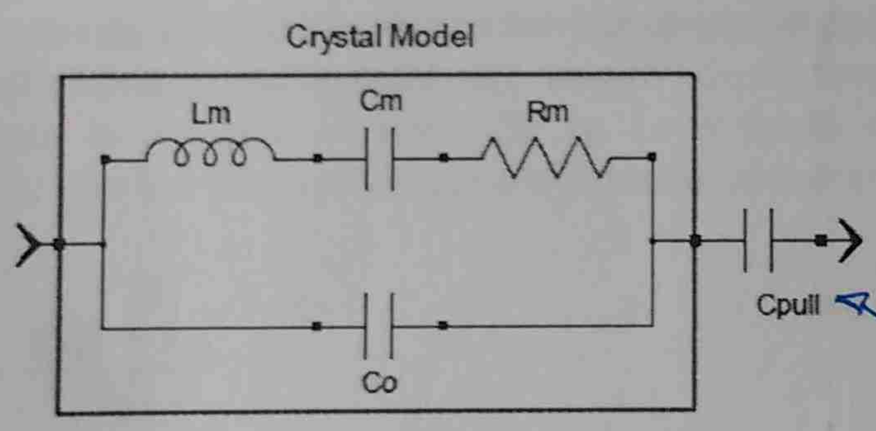
14) El siguiente diagrama muestra un *pulling* de frecuencia realizado sobre un oscilador piezoeléctrico. En base al mismo:

a) Dibujar el circuito con el cual se puede realizar el *pulling*.

b) Estimar la pérdida de inserción antes y después de realizado el *pulling*.

a) Circuito para realizar el *pulling:*





Cambia la fre de resonancia serie del cristal, reduciendo Cm.

b) Antes de realizar el *pulling,* la pérdida de inserción para una carga de 50Ω es aproximadamente $IL \cong 0{,}95dB$. Analizando el parámetro S21 luego del *pulling,* se observa que la nueva pérdida de inserción puede estar entre los $3dB$ y los $5dB$ aproximadamente.

Resonadores (Orden Q)

1) Cristal — mayor
2) SAW
3) Cerámico
4) LC — menor