

ETSI Telecomunicación

Subsistemas Analógicos



¿Banda Imagen?

Banda distinta de la deseada (RF) que al pasar por el mezclador acabaría justo en f_{FI} junto con la deseada, destrozándola.

si $f_{OL} > f_{RF}$

si $f_{OL} < f_{RF}$

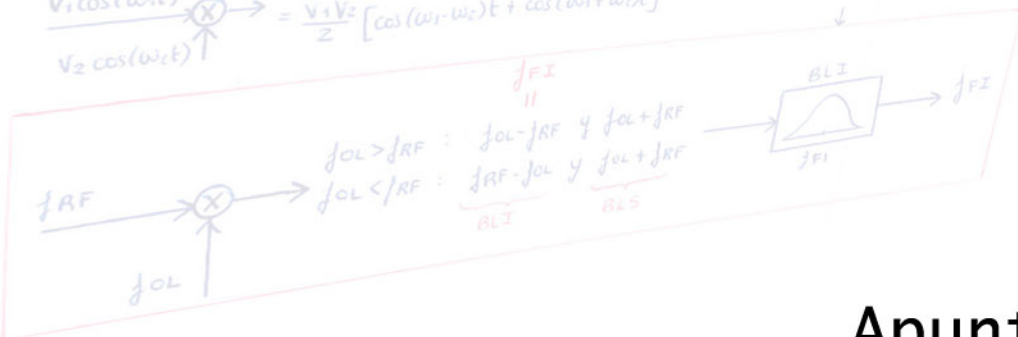
El ampl. sintoniz de RF (poco selectivo) debe eliminarla

← explicación: $f_{OL} - f_{in} \text{ si } f_{in} < f_{OL}$
 $f_{salida \text{ mezclador}} = \{ f_{OL} - f_{in} \text{ si } f_{in} < f_{OL} \}$
 $= |f_{OL} - f_{in}|$

Siempre habrán 2 f_{in} que acaban en f_{FI}

Mezclador

$$V_1 \cos(\omega_1 t) \times V_2 \cos(\omega_2 t) = \frac{V_1 V_2}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t]$$



Filtro en BLI: conversor descendente - receptor superheterodino

Filtro en BLS: conversor ascendente - emisoras

Sistemas de Comunicaciones Ópticas

Apuntes de Pak (Fco. J. Rodríguez Fortuño)
ETSI Telecomunicación. Universidad Politécnica de Valencia.
Primer cuatrimestre de 3^{er} curso
Curso 2005/2006

Fecha de última actualización: 28 Enero 2008

Subsistemas Analógicos - Formulario

$$f_{FI} = 10.7 \text{ MHz}$$

$$I_{DS} = I_{DSS} \left[1 - \frac{|V_{GS}|}{|V_{p1}|} \right]^2$$

$$\cos(A \pm B) = \cos A \cos B \mp \sin A \sin B \quad (1) \quad (2)$$

(1)+(2) - fórmula $\cos A \cdot \cos B$ simplemente hacer que se anule lo que no quieres
 (2)-(1) - fórmula $\sin A \cdot \sin B$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ rad}$$

$$AB = \frac{1}{RC} \text{ rad}$$

$$Q = \frac{\omega_c}{AB} = \omega_c RC \cong \frac{R}{\omega_c L}$$

despejando C

$$\left| \frac{V_o}{V_s} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (R\omega C - \frac{R}{\omega L})^2}}$$

$$\text{a } \omega_c \begin{cases} R\omega_c C = Q \\ \frac{R}{\omega_c L} = Q \end{cases}$$

$$Q_L = \frac{1}{\text{tg } \delta} = \frac{R_p L}{\omega_c \cdot L_p}$$

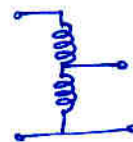
$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1 + j(R\omega C - \frac{R}{\omega L})}$$

Elevador Impedancia

ej:

$$L = L_1 + L_2 + 2M \quad M = \sqrt{L_1 L_2}$$

$$n^2 = \frac{L}{L_2}$$

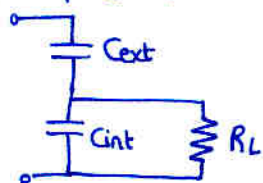


$$L = \text{inductancia 1ª con 2ª abierto}$$

$$n^2 = k^2 \frac{L}{\text{inductancia 2ª con 1ª abierto}}$$

lo q ya hemos va arriba

Trafo Capacitivo:



$$[\omega R(C_{ext} + C_i)]^2 \gg 1 \Rightarrow \begin{cases} C_p = \frac{C_i \cdot C_e}{C_i + C_e} \\ R_p = R_L \cdot \left(1 + \frac{C_i}{C_e} \right)^2 = R_L \left(\frac{C_i}{C_p} \right)^2 \end{cases}$$

Estabilidad: $C < 1$

PLL

$$K = 2\pi \cdot K_v \cdot A \cdot K_d$$

s^{-1} $\frac{1}{\text{rad}}$ $\frac{1}{\text{Hz}}$

$$H(p) = \frac{K \cdot F(p)}{p + K \cdot F(p)} \Rightarrow H(p) = \frac{1}{1 + 2\xi \left(\frac{p}{\omega_n}\right) + \left(\frac{p}{\omega_n}\right)^2}$$

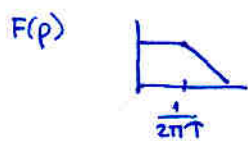
2º orden = 40 dB/decada

Filtro RC

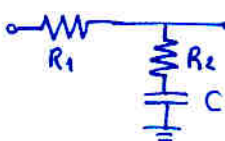


$$\tau = RC$$

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau}} \\ \xi = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{K\tau}} \end{cases}$$



Filtro Lead-Lag



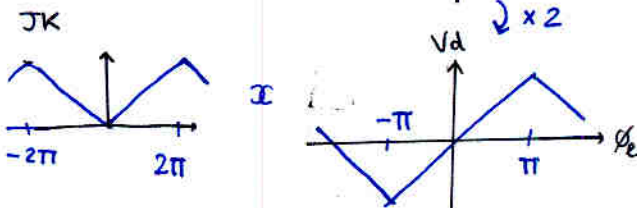
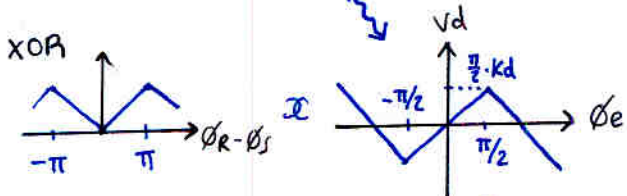
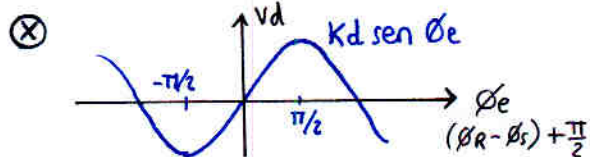
$$\begin{aligned} \tau_1 &= (R_1 + R_2)C \\ \tau_2 &= R_2 C \end{aligned}$$

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau_1}} \\ \xi = \frac{1}{2} \left[\tau_2 + \frac{1}{K} \right] \omega_n \end{cases}$$

*ecuación 1 con τ1
ecuación 2 con τ2*



Detectores Fase



Saber obtener hold-in Δf_H

$$V_{dmax} \rightarrow V_{cmax} \rightarrow \Delta f_H max$$

$$ej \frac{\pi}{2} \cdot K_d \text{ en XOR}$$

$$ej K_d \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{2}\right) \text{ en analógico}$$

Si en nuestro diseño sale τ negativa \rightarrow añadir amplif tras DF para aumentar K

Sintetizadores frecuencia:

Cristal cuarzo: 50 kHz → 50 MHz

TIPICO: Usar 1 MHz y dividir por lo que sea

Divisor frec. N programable
 $f < 200$ MHz



para $f_0 > 200$ MHz → prescaler



$$K = \frac{2\pi \cdot K_d \cdot A \cdot K_v}{N \cdot p}$$



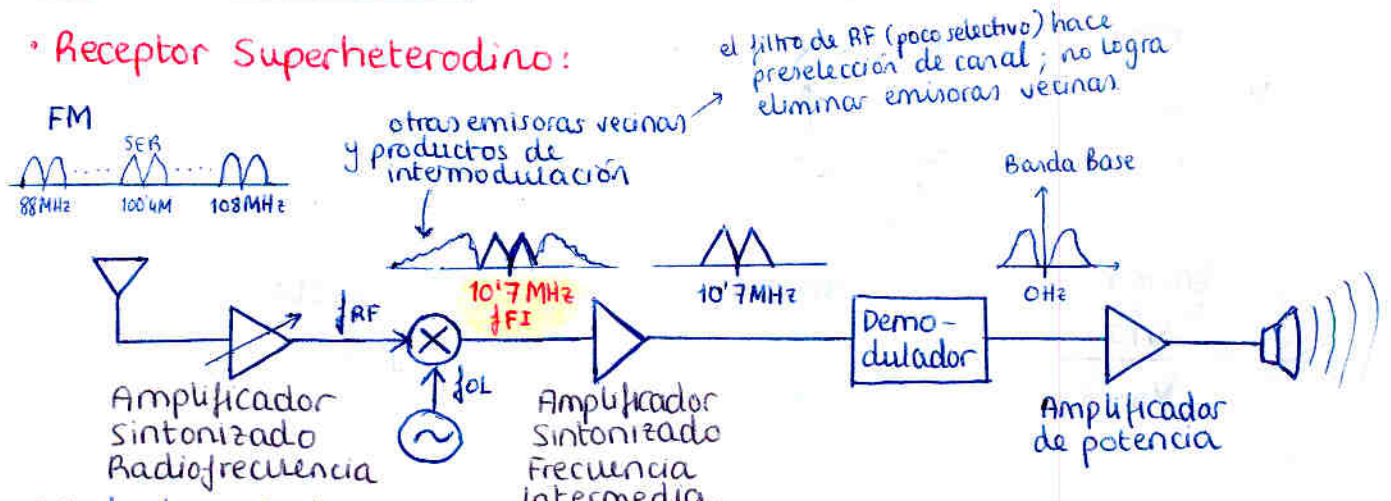
Diagrama de un sintetizador de frecuencia con divisor y prescaler.



Diagrama de un sintetizador de frecuencia con PLL y prescaler.

Tema 2. Mezcladores

Receptor Superheterodino:

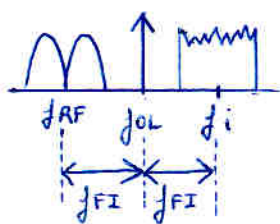


- Nivel adecuado de pequeña señal al mezclador
- Al ser de RF y variable, es poco selectivo
 - ↳ preselección de canal
 - ↳ elimina la banda imagen
 - (alejada $2f_{FI}$ de f_{RF} ; por ello conviene f_{FI} grande, para filtrarla fácilmente con este filtro POCO selectivo)
- Proporciona nivel adecuado
- Filtra en banda fija $f_{FI} = 10.7 \text{ MHz}$; es muy selectivo
 - ↳ selección de canal
 - ↳ elimina productos de intermodulación del canal
 - (a su vez conviene f_{FI} pequeña para circuitos de FI más sencillos)
- ↳ f_{rec} fija
 - ↳ f_{rec} baja
 - ↳ f_{rec} estándar (muy estudiada)

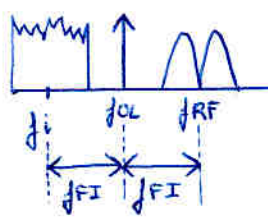
¿Banda Imagen?

Banda distinta de la deseada (RF) que al pasar por el mezclador acabaría justo en f_{FI} junto con la deseada, destruyéndola.

si $f_{OL} > f_{RF}$



si $f_{OL} < f_{RF}$



El amplif. sintoniz. de RF (poco selectivo) debe eliminarla

← explicación:

$$f_{\text{salida mezclador BLI}} = \begin{cases} f_{OL} - f_{in} & \text{si } f_{in} < f_{OL} \\ f_{in} - f_{OL} & \text{si } f_{in} > f_{OL} \end{cases}$$

$$= |f_{OL} - f_{in}|$$

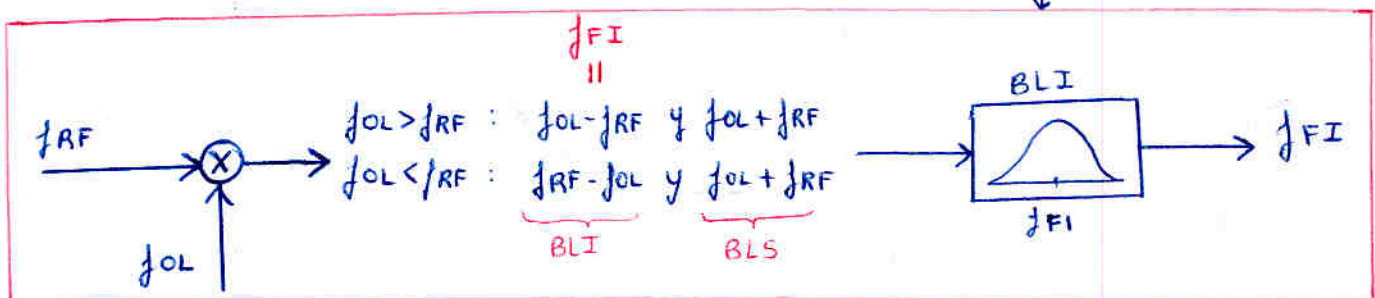
Siempre habrán 2 f_{in} que acaban en f_{FI}

Mezclador

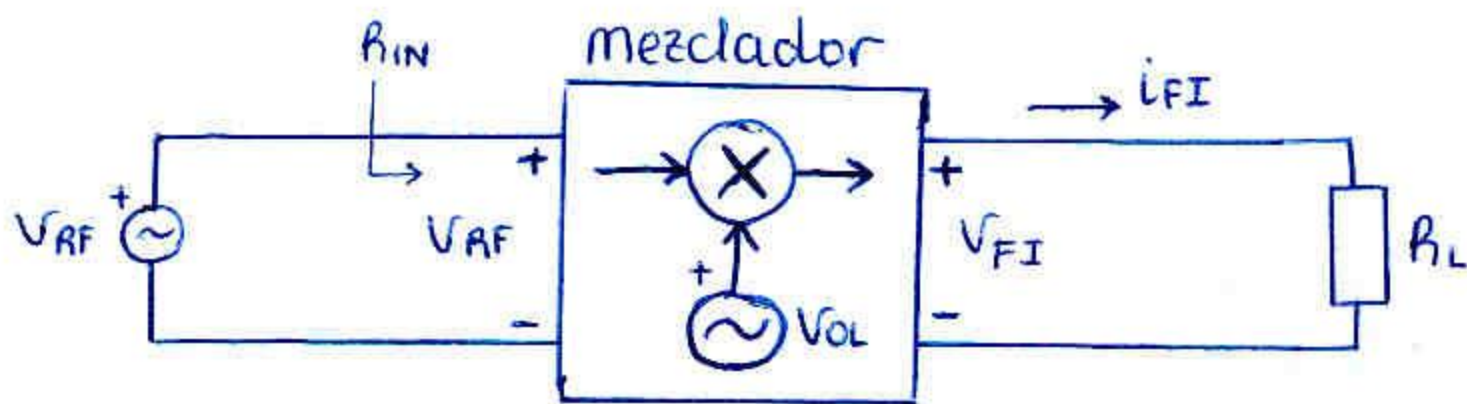
$$V_1 \cos(\omega_1 t) \times V_2 \cos(\omega_2 t) = \frac{V_1 V_2}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t]$$

Filtro en BLI: conversor descendente → receptor superheterodino

Filtro en BLS: conversor ascendente → emisoras



Parámetro: Ganancia de conversión:



Tensión:

$$G_V = \frac{V_{FI \max}}{V_{RF \max}}$$

Potencia:

$$G_P = \frac{V_{FI}^2 / R_L}{V_{RF}^2 / R_I}$$

Transconductancia

$$G_g = \frac{I_{FI \max}}{V_{RF \max}}$$

$$\frac{I}{R} = \frac{V}{R}$$

es V ó V?
I ó I?
que significa max?

Productos de intermodulación

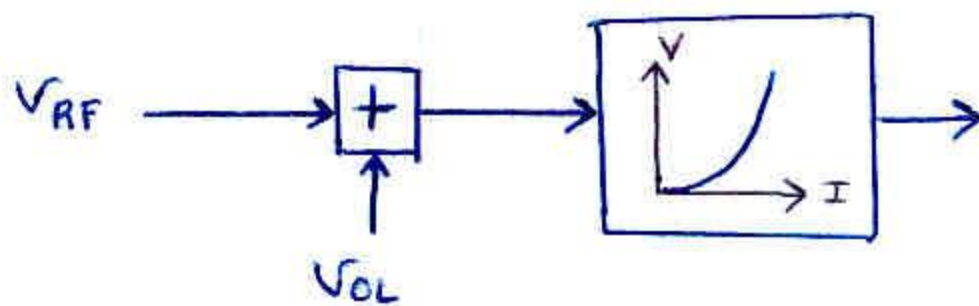
Además de $(f_1 - f_2)$ y $(f_1 + f_2)$ aparecen componentes en

$$(\pm m f_1 \pm n f_2) \Rightarrow \text{Productos de intermodulación de orden } m+n$$

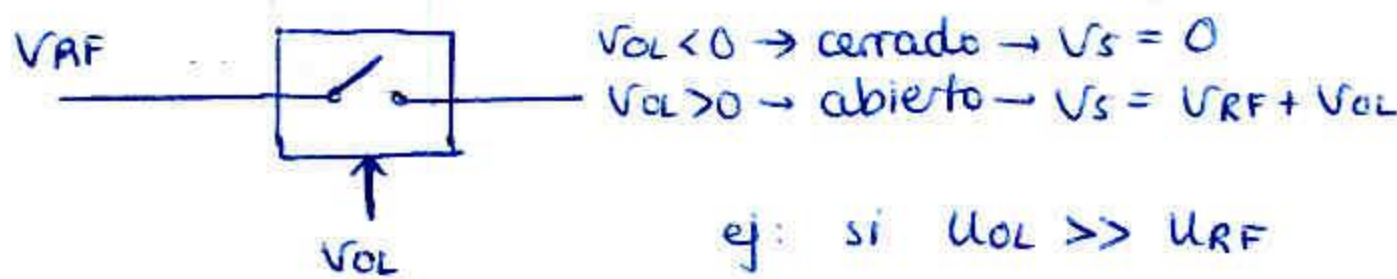
cuanto mayor es el orden, menor potencia tiene el p.i.

Implementación

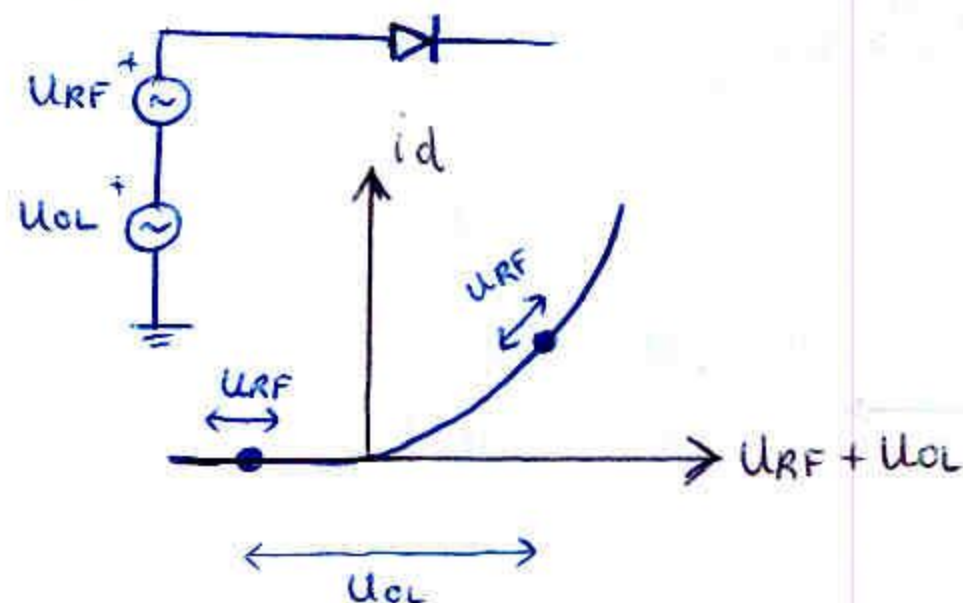
- Característica de transferencia no lineal



- Conmutador



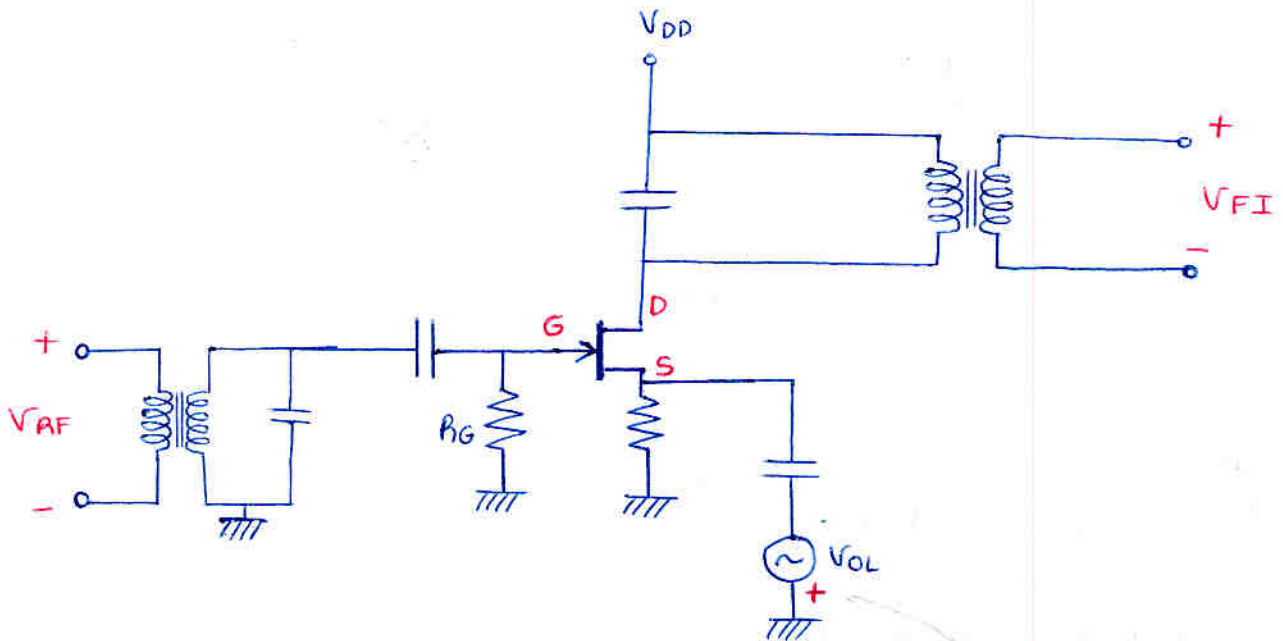
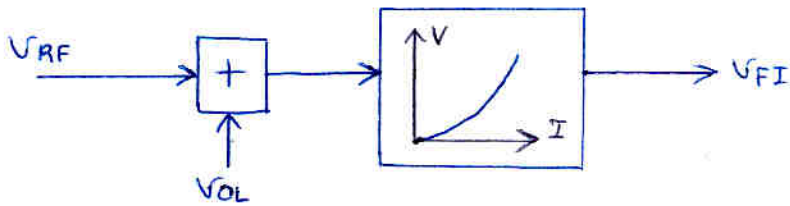
ej: si $U_{OL} \gg U_{RF}$



- No balanceado aparecen señales de entrada (f_1) y (f_2) ambas
- Simplemente balanceado aparece una señal de entrada
- Doblemente balanceado No aparecen señales de entrada

Implementación De Mezclador

- Con Característica de transferencia no lineal



Recuerda:

$$i_{DS} = I_{DSS} \left[1 - \frac{|V_{GS}|}{|V_P|} \right]^2$$

y tenemos:

$$V_{GS} = \underbrace{V_{GS}}_{\text{punto polariz.}} + \underbrace{V_{gs}}_{\text{señal}}$$

$$V_{gs} = V_g - V_s = V_{RF} + V_{OL}$$

$$V_{GS} = V_{GS} + V_{RF} + V_{OL}$$

No hay más que sustituir en la ecuación

$$i_{DS} = I_{DSS} \left[1 - \frac{|V_{GS} + V_{RF} + V_{OL}|}{|V_P|} \right]^2$$

que pasamos a desarrollar:

$$\begin{aligned}
 i_{DS} &= I_{DSS} \left[1 - \frac{|V_{GS} + V_{RF} + V_{OL}|}{|V_P|} \right]^2 \\
 &= I_{DSS} \left[1^2 - \underbrace{\frac{|V_{GS} + (V_{RF} + V_{OL})|^2}{|V_P|^2}}_{\frac{|V_{GS}^2 + (V_{RF} + V_{OL})^2 + 2V_{GS}(V_{RF} + V_{OL})|}{|V_P|^2}} - 2 \cdot \frac{|V_{GS} + V_{RF} + V_{OL}|}{|V_P|} \right] \\
 &= I_{DSS} \left[\frac{V_{RF}^2 + V_{OL}^2 + 2 \underbrace{V_{RF} \cdot V_{OL}}_{\text{intermodulation}}}{|V_P|^2} \right]
 \end{aligned}$$

Vemos que aparece el término que nos interesa

$$I_{DSS} \cdot \frac{2}{V_P^2} \cdot V_{RF} \cdot V_{OL}$$

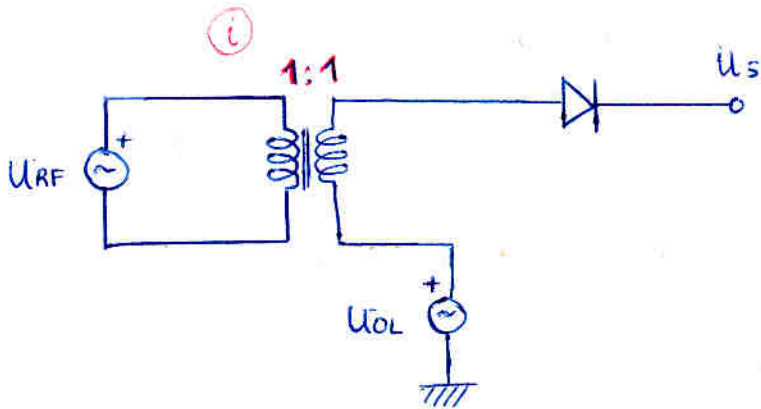
sumado/restado con otros términos = productos intermodulación

cálculo de ganancia de transconductancia

$$G_g = \frac{I_{DS \max}}{V_{RF \max}} =$$

Implementación de Mezclador

• Conmutador



Suma las dos tensiones

Recuerda:

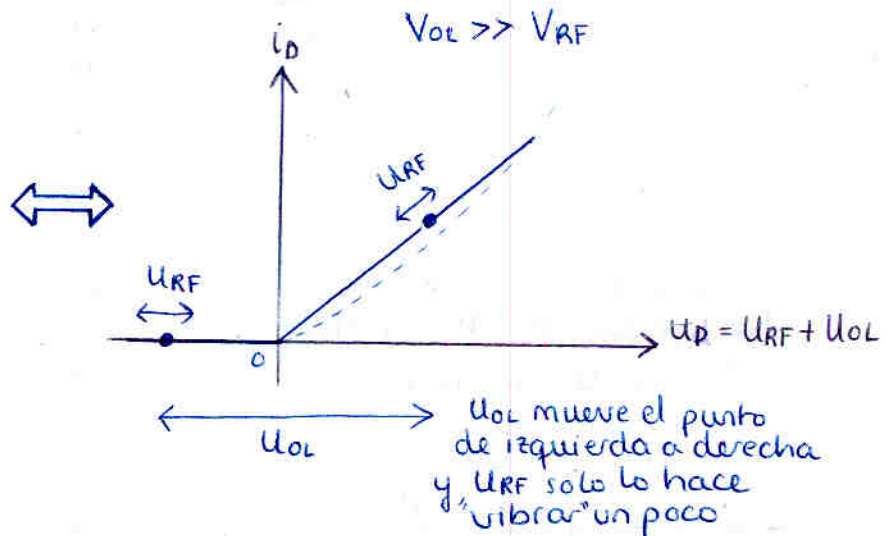
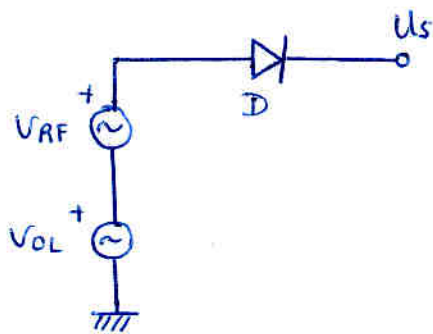
$$\cos A \cdot \cos B = \frac{\cos(A-B) + \cos(A+B)}{2}$$

$$\sin A \cdot \sin B = \frac{\cos(A-B) - \cos(A+B)}{2}$$

↑

$$\cos(A \pm B) = \cos A \cos B \mp \sin A \sin B$$

Es equivalente a:



$$U_{OL} = U_{OL} \sin(\omega_{OL} t) \begin{cases} \rightarrow U_{OL} < 0 \rightarrow U_S = 0 \\ \rightarrow U_{OL} > 0 \rightarrow U_S = U_{RF} + U_{OL} \end{cases}$$

es decir:

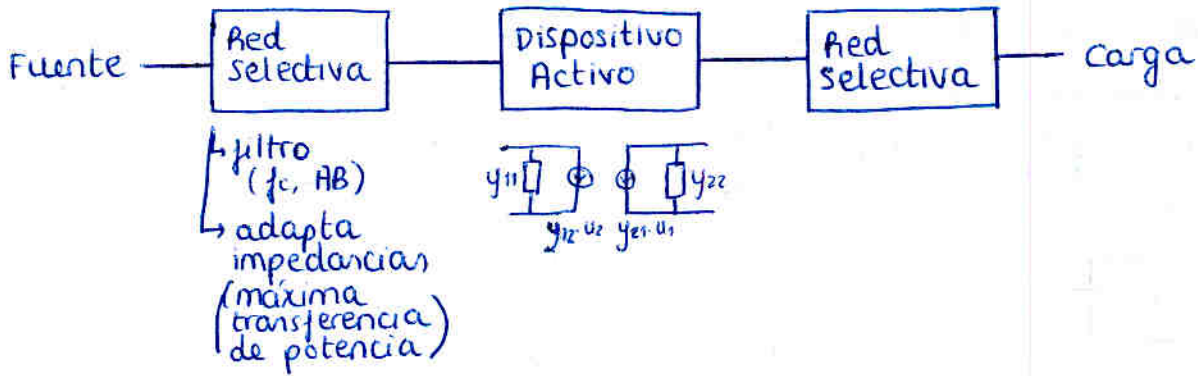
$$U_S = (U_{RF} + U_{OL}) \cdot p(t)$$

siendo $p(t) = \begin{cases} 1 & U_{OL} > 0 \\ 0 & U_{OL} < 0 \end{cases}$

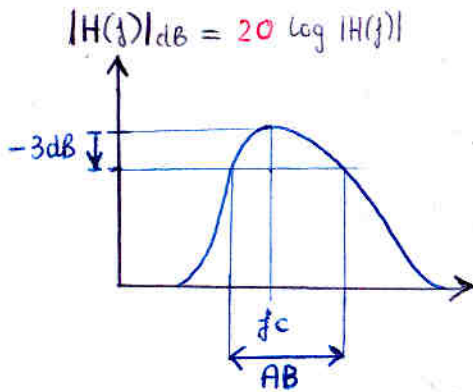
en el examen se da:

$$p(t) = \begin{cases} 1 & U_{OL} > 0 \\ 0 & U_{OL} < 0 \end{cases} = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin((2n+1) \cdot \omega_{OL} \cdot t)}{2n+1}$$

Tema 3. Amplificadores Sintonizados

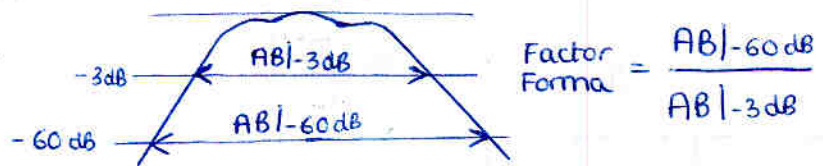


Redes selectivas

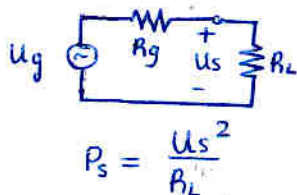


$Q = \frac{f_c}{AB(Hz)} = \frac{\omega_c}{AB(rad)}$ En general f_c NO está centrado en el AB

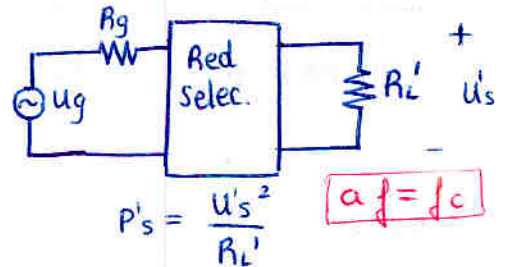
Factor de forma



Perdidas de inserción:



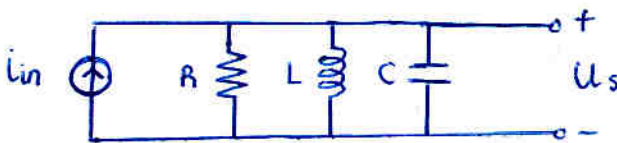
Ahora introducimos red selectiva (se modifica R_L con las R's en paralelo de la red selectiva. **SIN INCLUIR** la R_g que normalmente está en paralelo al hacer equiv. Norton)



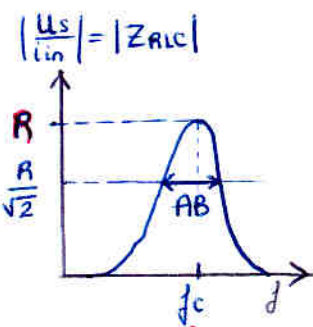
P.I. = $10 \log \frac{P_s}{P'_s}$

RECUERDA: R'_L NO INCLUYE R_g . Si incluye todas las demás resistencias en paralelo de la red selectiva.

Circuito Resonante RLC paralelo



$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1 + j(R\omega C - \frac{R}{\omega L})}$
 $|\frac{U_o}{U_i}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (R\omega C - \frac{R}{\omega L})^2}}$



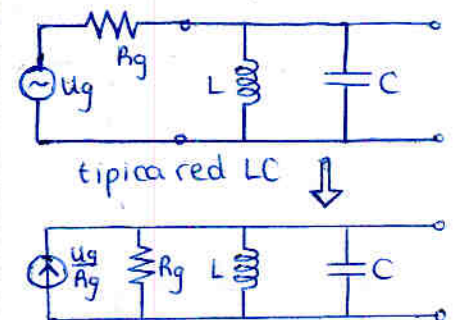
$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ rad
 $AB = \frac{1}{RC}$ rad
 $Q = \frac{\omega_c}{AB} = \omega_c RC = \frac{R}{\omega_c L}$

despejando C

normalmente ω_c es dato 10⁷ MHz

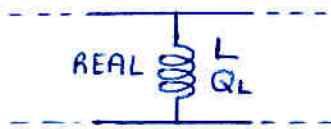
SE ANULAN L Y C (frecuencia de resonancia)

Nota: la entrada es un generador de corriente. Hacer equivalente Norton para conseguirlo

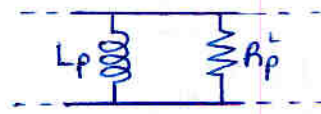


Caso real:

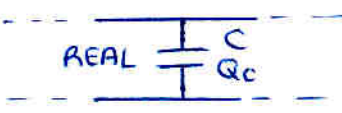
1. Efecto de la carga R_L : Se pone en paralelo a las demás R 's.
2. Efecto pérdidas componente (modelo paralelo)



$$Q_L = \frac{R_p^L}{\omega L_p} = \frac{1}{\tan \delta} \Rightarrow$$



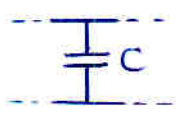
R_p^L se pone en paralelo a las demás R 's



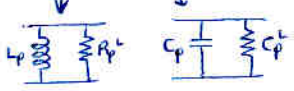
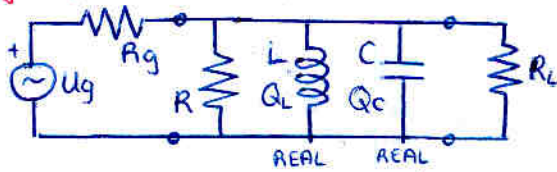
$$Q_c = \omega \cdot R_p^C \cdot C_p = \frac{1}{\tan \delta} \Rightarrow$$



normalmente $Q_c = \infty$

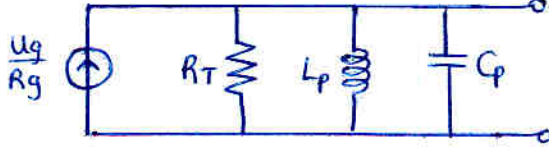


Ejemplo: esto queda



equivalente Norton

Equivalente RLC



$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}$$

$$AB = \frac{1}{R_T C_p}$$

ejemplo:
 si dan f_c , AB y Q_L
 Calcular R_p^L y L_p
 Sacamos $Q = \frac{f_c}{AB}$
 Y hacemos 2 ecs. 2 incognitas

$$\left\{ \begin{array}{l} Q_L = \frac{R_p^L}{L_p \cdot \omega} \\ Q = \frac{\omega c}{AB} = \frac{R_T}{\omega c L_p} \end{array} \right. \left. \begin{array}{l} \leftarrow \\ \leftarrow \end{array} \right\} \text{haciendo } \omega = \omega c$$

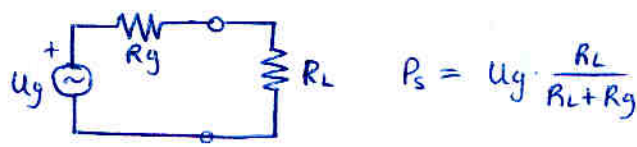
Nota: gran similitud. No confundir

$Q = \frac{\omega c}{AB} = \omega c R_T C_p = \frac{R_T}{\omega c L_p}$	$Q_c = \omega \cdot R_p^C \cdot C_p$	$Q_L = \frac{R_p^L}{\omega \cdot L_p}$
---	--------------------------------------	--

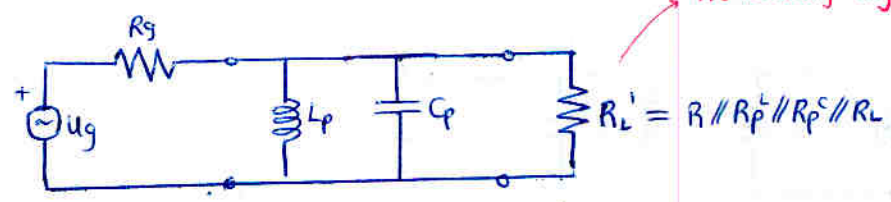
además, el factor de calidad $Q = \frac{f_c}{AB} \leq Q_{comp}$ i.e. Q_{comp} actúa como cota superior

Calcular pérdidas de inserción

Circuito sin red selectiva

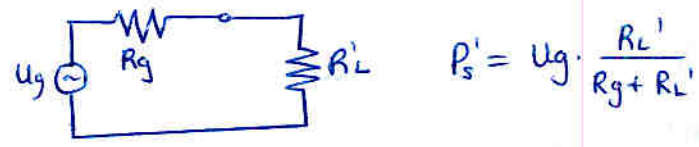


Circuito con red selectiva utilizado para calcular P_s' (no es el equivalente RLC ya que no agrupa R_g)



R_L' no incluye R_g !
 i.e. $R_T = R_L' // R_g$

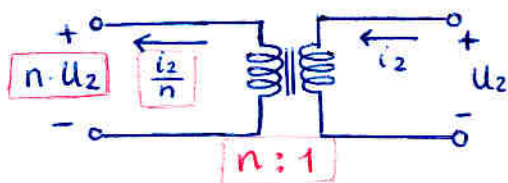
Suponemos $f = f_c$
 \Rightarrow se cancelan C_p y L_p



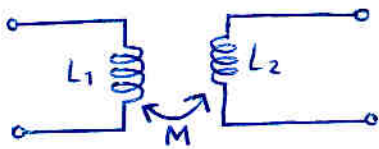
$$PI = 10 \log \frac{P_s}{P_s'}$$

Circuito resonante con transformador

Transformador Ideal



Transformador Real - Modelo



Pasar **in** cargas de un lado a otro de trazo ideal

impedancia : $n^2 \cdot Z$
 admitancia : $\frac{Y}{n^2}$

ej: condensador $\frac{C}{n^2}$
 ej: $Y = g + jb$ $\frac{g}{n^2}$ y $\frac{b}{n^2}$

sin miedo; no hay mas misterio
 Es asi y punto

$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$

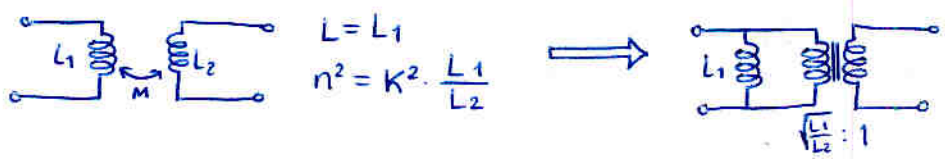
$L =$ inductancia vista desde 1º con 2º abierto

$n^2 = K^2 \frac{L}{\text{inductancia vista desde 2º con 1º abierto}}$

El lado elegido como 1º es arbitrario, pero una vez elegido debe ser a ese lado donde está la n, el K^2L y el $(1-K^2)L$

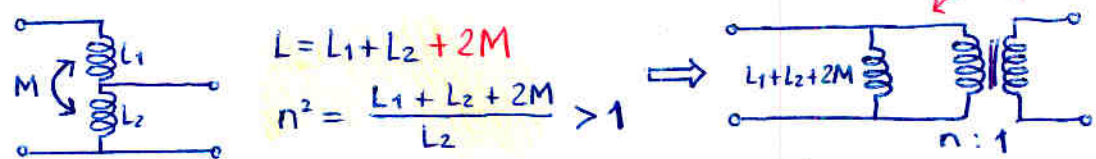
Normalmente se toma $K \approx 1$

Transformador Real



Autotransformadores ($K \approx 1$) (pierden la cualidad de aislamiento)

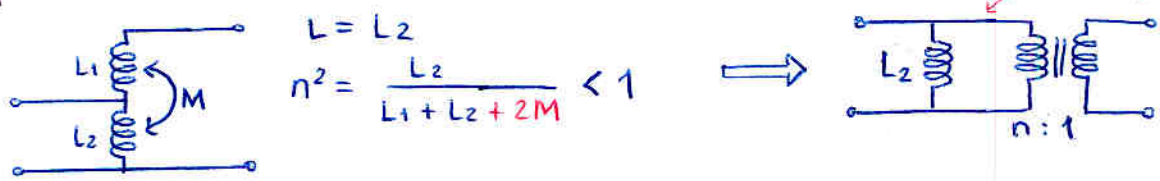
Elevador de Impedancias



Nota: elevar impedancia = reducir admitancia

si no dicen nada: $M = \sqrt{L_1 L_2}$

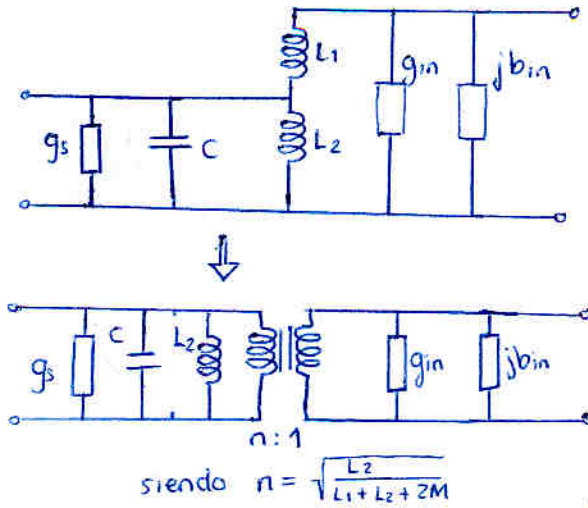
Reductor de Impedancias



Transformadores sintonizados :

Añadir al transformador real o autotransformador un condensador en paralelo (en el primario o el secundario, da igual) para hacer modelo de transformador ideal y, al pasar todas a un lado (da igual a cual) quede una red RLC (red selectiva) las cargas, impedancias, admitancias

ejemplo: trabajando con admitancias

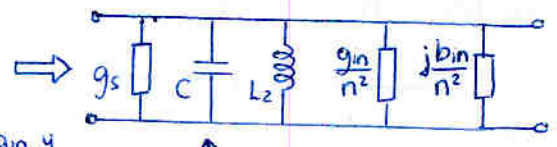


siendo $n = \sqrt{\frac{L_2}{L_1 + L_2 + ZM}}$

Escogemos reductor impedancias porque $g_s > g_{in}$
 elevador ADMITANCIAS

$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
 $AB = \frac{1}{2\pi A\tau C}$

es una red RLC
 recuerda $j\frac{b_{in}}{n^2}$ es un condensador $j\omega C_{in}$



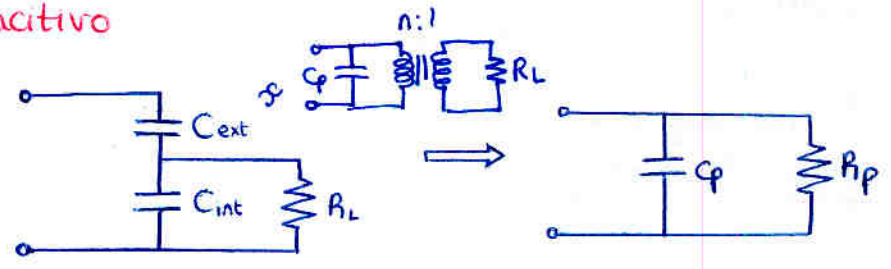
g_{in} y b_{in} son admitancias
 tener este condensador nos dará grados de libertad

Ademas, a $f=f_c$ se van C, L_2 y $j\frac{b_{in}}{n^2}$ quedando solo g_s y $\frac{g_{in}}{n^2}$
 que podemos igualar para adaptar impedancias.

la n que obtengamos, que sea $n < 1$ (reductor) sino, es que hemos escogido mal y habia que usar elevador imp.

Transformador capacitivo

- mas baratos
 - solo elevadores
- En estos se añade bobina (en lugar de condensador) para que resuene



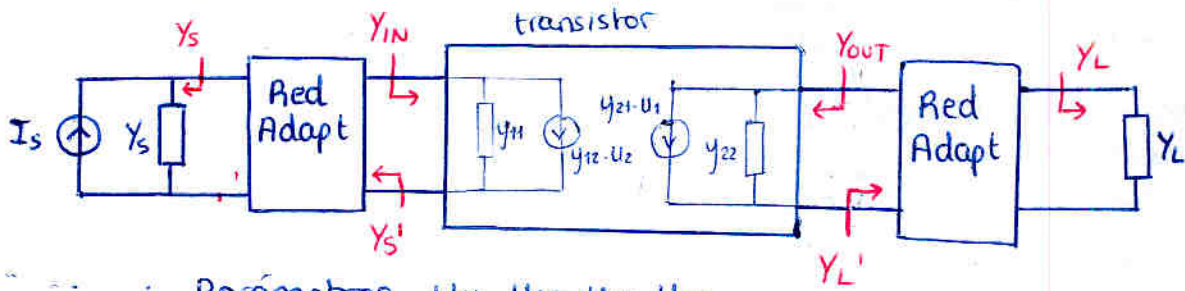
Iguualando Z_{in} (partes real e imaginaria) se obtienen ecuaciones grandes para $C_p = \dots$ $R_p = \dots$

pero, si $[\omega R(C_{int} + C_{ext})]^2 \gg 1 \Rightarrow \begin{cases} C_p = \frac{C_{int} \cdot C_{ext}}{C_{int} + C_{ext}} \\ R_p = R_L \left[1 + \frac{C_{int}}{C_{ext}} \right]^2 \end{cases}$

$= R_L \left[\frac{C_{int} + C_{ext}}{C_{ext}} \right]^2$

$n = 1 + \frac{C_{int}}{C_{ext}}$

Diseño de Amplificadores Sintonizados Monoetapa



Parámetros $y_{11}, y_{12}, y_{21}, y_{22}$
 mirar en catálogo del transistor
 Dependen de: \rightarrow Punto Q (gráficas)
 \rightarrow Frecuencia

Nota: usamos $Y = g + jb$ g y b están en mhos (más típico, en mmhos) ↑ mili
 $jb > 0 \rightarrow$ condensador $j\omega C$
 $jb < 0 \rightarrow$ bobina $\frac{1}{j\omega L}$

$$Y_{IN} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + Y_L'} \quad \left. \begin{array}{l} \text{Máxima} \\ \text{Transferencia} \\ \text{Potencia} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} Y_s'^* = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + Y_L'} \\ Y_L'^* = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + Y_s'} \end{array} \right. \quad \left. \begin{array}{l} \text{Resolviendo el sistema} \\ Y_s' = g_s' + jb_s' \\ Y_L' = g_L' + jb_L' \end{array} \right\}$$

vemos que la admit. de entrada depende de la carga y viceversa.

en las expresiones hay una raíz que no puede ser negativa

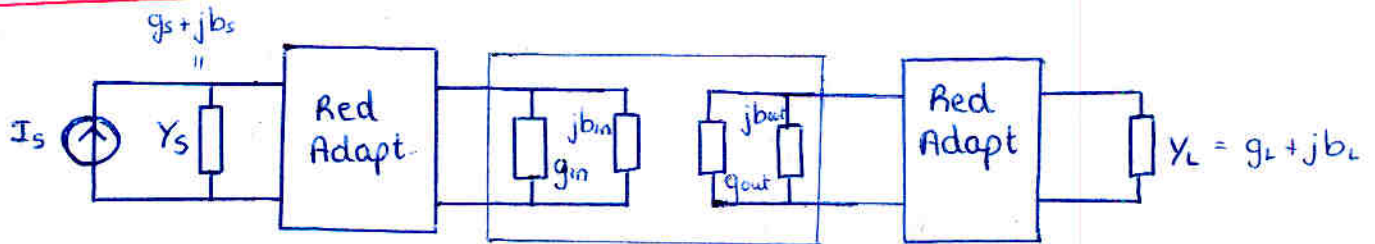
ecuaciones para g_s', g_L', b_s', b_L' enormes y con complejos

Utilizamos ese resultado para conocer

Además:
CRITERIO DE ESTABILIDAD
 $C < 1$
 C : factor de Linvill (fórmula en examen)
 si sale $C > 1$ decir q no podemos asegurar Estabilidad

$$Y_{IN} = g_s' - jb_s' = g_{in} + jb_{in}$$

$$Y_{OUT} = g_L' - jb_L' = g_{out} + jb_{out}$$



Y ahora simplemente colocamos en las redes adaptadoras circuitos de los que ya hemos visto (autotransformadores, acoplador capacitivo)

Para saber si deben ser elevadores o reductores de impedancia, comparar las partes reales (g_s con g_{in} y g_{out} con g_L) recordando que son admitancias

y elevador impedancia = reductor admitancia y viceversa

ya que a $f = f_c$ se van las partes imaginarias

Las redes deben incluir el elemento que resuena

- condensador si es autotransformador
- bobina si es acoplador capacitivo

a pesar de que Y_s, Y_{in}
 Y_{out} o Y_L ya tengan
esos componentes

Elegimos arbitrariamente el lado primario
y secundario y colocamos nuestro
componente en cualquiera de los dos

añadiendo el nuestro
ganaremos grado de libertad

ejemplo: red de entrada

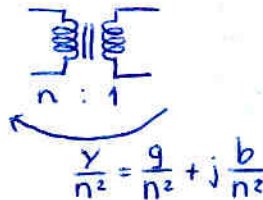
Escogido reductor de impedancias
= elevador de admitancias
porque $g_s > g_{in}$
 $\frac{1}{g_s}(\Omega) < \frac{1}{g_{in}}(\Omega)$

Una vez tenemos las redes planteadas hacer su modelo
equivalente con transformador ideal (sabiendo que lado
hemos elegido como primario)

Nota: si no dicen nada $M = \sqrt{L_1 L_2}$

Para todas las admitancias a un mismo lado del trazo ideal
(da igual cual)

recuerda



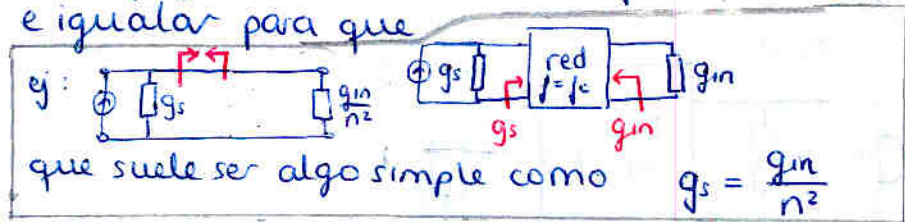
si es acoplador capacitivo
hacer directamente el
circuito equivalente
COMPROBANDO

$$[\omega_0 R (C_1 + C_2)]^2 \gg 1$$

para obtener R_p y C_p

con todas las admitancias a un mismo lado, agrupar R 's, C 's
y L 's (recuerda $j b > 0 =$ condensador) para obtener circuito RLC
equivalente de todo

Y entonces: **1. MTP**: hacer $f = f_c \Rightarrow$ se va todo menos partes reales
e igualar para que



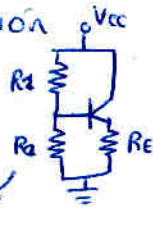
\Rightarrow Se obtiene n

2. AB = $\frac{1}{2\pi R_T C_T}$ agrupar todas las R \Rightarrow Se obtiene $C_T \rightarrow C$
y todas las C

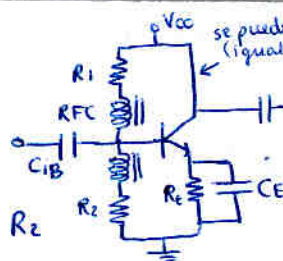
3. f_c = $\frac{1}{2\pi \sqrt{C_T L_T}}$ agrupar todas las C \Rightarrow Se obtiene $L_T \rightarrow L_1$ y L_2
agrupar todas las L $n^2 = \frac{L_{1 \text{ (no 2º no abierto)}}}{L_{2 \text{ (no 1º no abierto)}} \cdot K^2$

Al final diseñar
red polarización
transistor

con típico eq
Thevenin

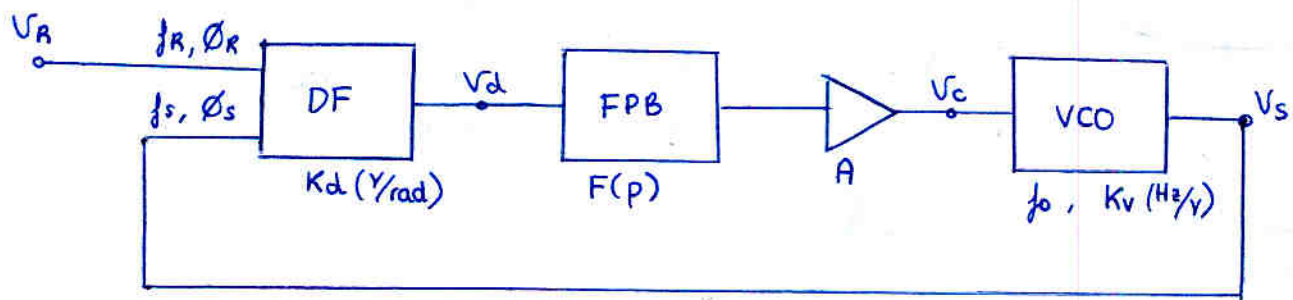


- Ponerle condensadores
desacoplo de continua
y acoplo de RE
- Ponerle RFC
(a f_c son circuito abierto)
para eliminar efecto R_1 y R_2



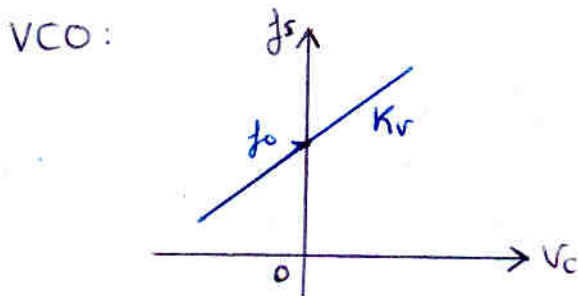
se puede poner aquí lo que haya de colector a masa
(igual a efectos de señal)
si a la salida hay acoplador
capacitivo, esto ya no
hacia falta

Tema 4. Bucles de enganche de fase. PLL



DF: $V_d(t) = K_d \cdot \phi_e(t)$
 - error de fase } lo veremos en detalle

FPB: $F(p)$ Normalmente $F(0) = 1$



• PLLs de 1er orden

FPB divisor resistivo

$$F(p) = F_0$$

$$H(p) = \frac{K \cdot F_0}{p + K \cdot F_0} = \frac{1}{1 + p/KF_0}$$

Actúa como FPB de la señal demodulada

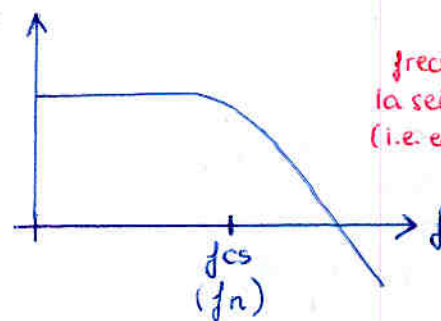
Estudio matemático

$K(s^{-1}) = 2\pi \cdot K_d (1/\text{rad}) \cdot F(0) \cdot A \cdot K_v (\text{Hz/V})$
 Ganancia de lazo

2π multiplicado por todas las "ganancias" del bucle
 $K = 2\pi K_d K_v F(0) A$

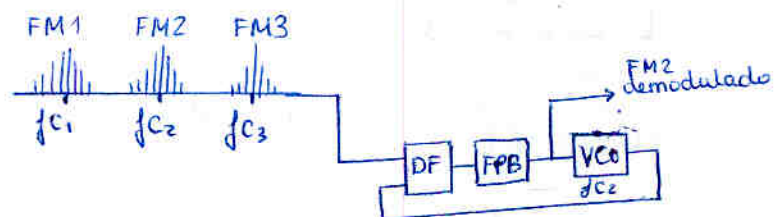
$\frac{f_s(p)}{f_R(p)} = H(p) = \frac{K \cdot F(p)}{p + K \cdot F(p)} \Rightarrow |H(\omega)| = |H(p)|_{p=j\omega}$

- El PLL actúa como filtro paso bajo de la señal demodulada (habría que ver las distintas componentes de la señal demodulada y atenuar cada una lo que tocase) Normalmente se toma f_{cs} mayor que el ancho de banda de la señal en banda base

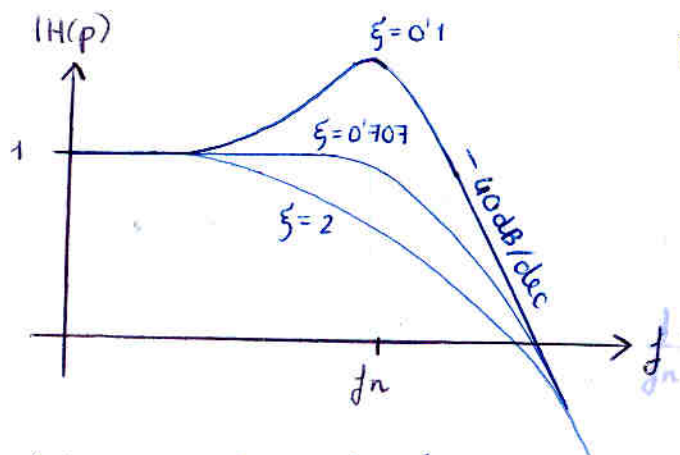


frecuencia de la señal demodulada FM (i.e. en banda base)
 ↓ (i.e. frec a la que varía la frec de entrada)

- Además el PLL tiene márgenes de frecuencia a la entrada, por lo que puede usarse para demodular sólo un canal u otro sin más que ajustar f_0 del VCO



• PLL's de 2° orden



ξ bajo \rightarrow Sobreoscilación
 \rightarrow se tarda menos en llegar al escalon
 \rightarrow se tarda más en estabiliz. en torno al valor final

$\xi = 0.707 \rightarrow$ Respuesta Ideal Tipo Butterworth (el más común)

ξ alto \rightarrow Más atenuación en f_n
 \rightarrow se tarda mucho en llegar al escalon
 \rightarrow no tarda en estabilizarse

ej: si piden una sobretensión del 27%. Se busca 1.27
 \rightarrow nos están pidiendo $\xi = 0.4$

ej: si ahora piden que 0.1 ms después de un escalon debe estar dentro del $\pm 10\%$ del incremento

\rightarrow buscar para qué $\omega_n \cdot t$ la gráfica $\in [0.9, 1.1]$
 sale $\omega_n \cdot t = 5 \text{ rad} \rightarrow$ despejar ω_n
 0.1ms

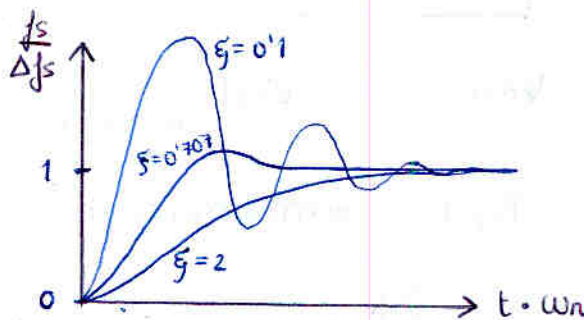
esto varia
 $= 1$ para filtro RC
 $= 1 + (2\xi - \frac{\omega_n}{k}) \frac{p}{\omega_n}$ para filtro lead-lag

$$H(p) = \frac{1}{1 + 2\xi \left(\frac{p}{\omega_n}\right) + \left(\frac{p}{\omega_n}\right)^2}$$

ω_n : pulsación natural

ξ : factor de amortiguamiento

\rightarrow Determina la respuesta ante un escalon de frecuencia Δf_s a la entrada



Esta es una gráfica genérica que parte de $f_s = 0$ para hacer un escalon de Δf_s normalizada respecto a Δf_s

Estas oscilaciones se ven reflejadas en V_c (entrada al VCO) (ya que recuerda f_s en salida del VCO)

Para otros valores no hay más que desplazarla y escalarla

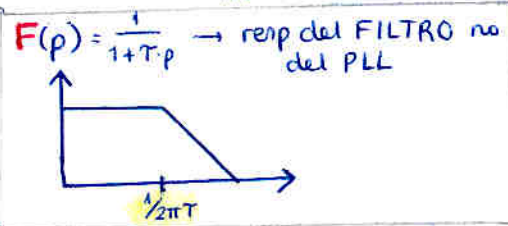
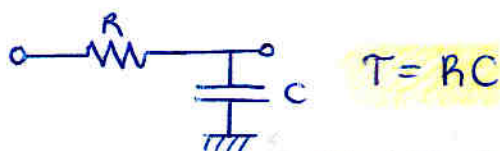
i.e. $V_{MAX} = V_{INI} + \Delta V \left(\frac{f_s}{\Delta f_s}\right)_{max}$



Para diseñar Filtro

- Necesitamos K
- Si nos piden ω_n ó $\xi \rightarrow$ Filtro RC un parametro determina al otro
- Si nos piden ω_n y $\xi \rightarrow$ Filtro Lead-Lag mas grados de libertad

Filtro RC

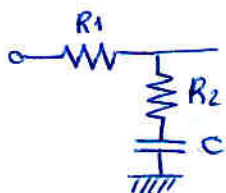


$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T}}$$

$$\xi = \frac{1}{2\sqrt{KT}} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{k}\right] \omega_n$$

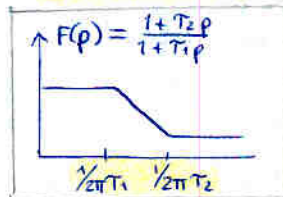
Recomendado
 $\begin{cases} T_1 = \dots \\ T_2 = \dots \end{cases}$
 fijar C y que salga $R_1, R_2 > 1k$

Filtro Lead Lag



$$T_1 = (R_1 + R_2) C$$

$$T_2 = R_2 C$$



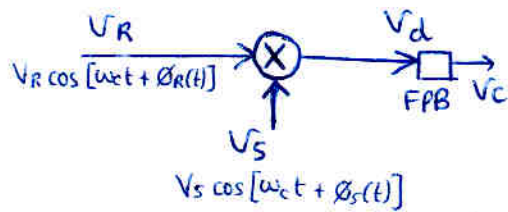
$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T_1}}$$

$$\xi = \frac{1}{2} \left[T_2 + \frac{1}{K} \right] \omega_n$$

pensar en unidades
 $\omega_n = \text{rad/s}$
 $K = \text{s}^{-1}$
 $T = \text{s}$

Detectores de Fase

Analogico

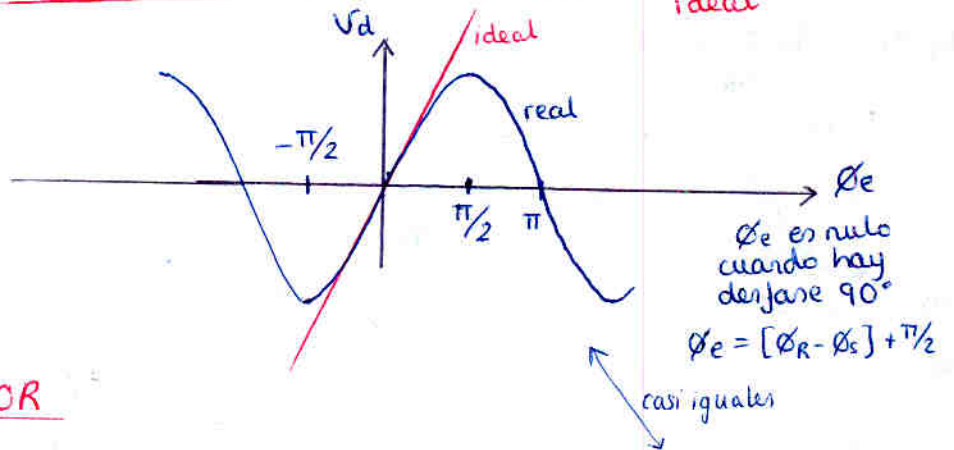


Da un término de alta frec que eliminara el FPB y un término de baja frecuencia que estara en Vc

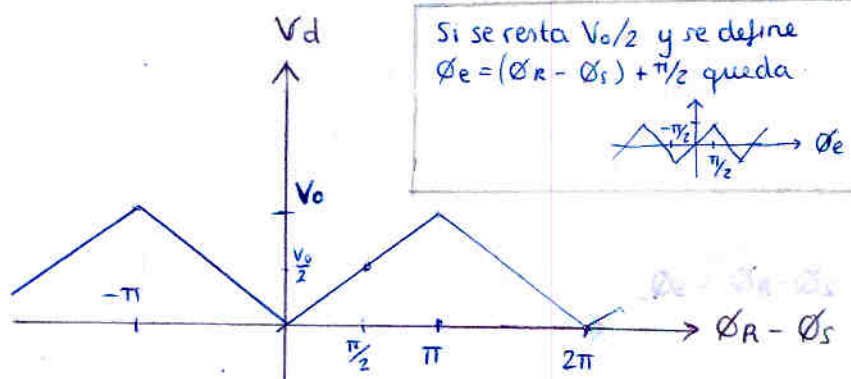
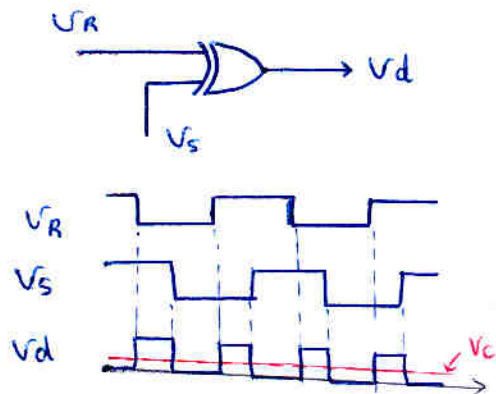
$$V_c(t) = K_d \cdot \cos(\phi_R(t) - \phi_S(t))$$

Definimos $\phi_e(t) = [\phi_R(t) - \phi_S(t)] + \pi/2$

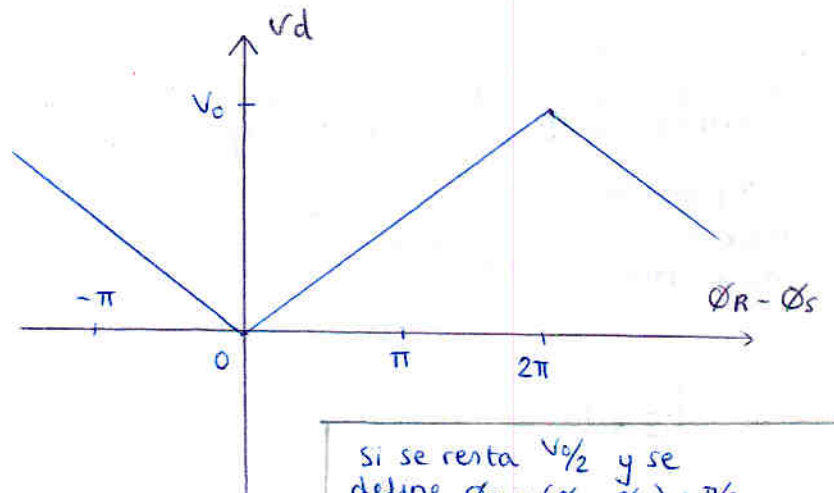
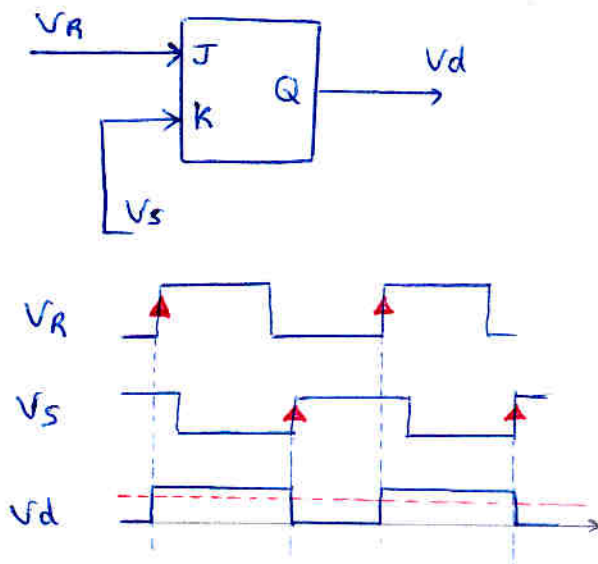
$$V_d(t) \underset{\substack{\text{(sin termino} \\ \text{alta frec} \\ \text{que se ira)}}}{=} K_d \cdot \text{sen}(\phi_e(t)) \underset{\substack{\uparrow \\ \phi_e}}{\approx} K_d \cdot \phi_e(t) \underset{\downarrow}{\text{ideal}}$$



Digital basado en XOR



Digital basado en JK



VCO Es común hacerlo con diodo varicap \rightarrow 
 A mayor tensión inversa, mayor Capacidad

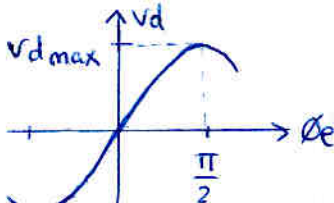
Márgenes de enganche

- Hold-In Δf_H - Margen de frec medido a uno y otro lado de f_0 en el cual, PLL previamente enganchado a f_0 mantiene el enganche (frente a variaciones lentas)

En un PLL bien hecho, el bloque que antes "cede" es el DF, cuando llega a su valor máximo.

Saber calcularlo

ejemplo PLL analógico



$$V_d = K_d \cdot \text{sen}(\phi_e)$$

$$V_{d\max} = K_d \cdot \text{sen} \frac{\pi}{2} = K_d$$

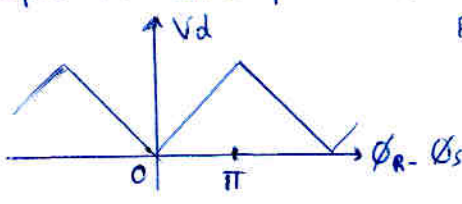
$$\downarrow$$

$$V_{c\max} = V_{d\max} \cdot F(0)$$

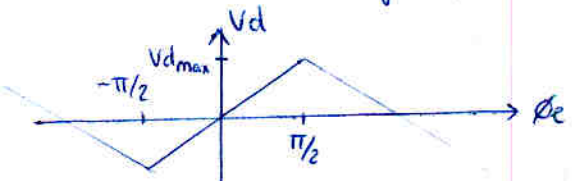
$$\downarrow$$

$$\Delta f_H = K_v \cdot V_{c\max} = K_v \cdot K_d \cdot F(0)$$

ejemplo PLL con DF puerta XOR



Para poderlo medir 'a ambos lados de f_0 ' hay que hacer lo de restarle $V_d/2$ y definir $\phi_e = (\phi_R - \phi_S) + \frac{\pi}{2}$



$$V_{d\max} = K_d \cdot \frac{\pi}{2} \Rightarrow V_{c\max} = F(0) \cdot V_{d\max} \Rightarrow \Delta f_H = K_v \cdot V_{c\max}$$

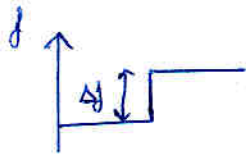
$$= \frac{\pi}{2} \cdot K_d \cdot K_v \cdot F(0)$$

• Lock-In Δf_L

definición: Partiendo de señal de entrada nula, a que margen de frecuencias (medido a uno y otro lado de f_0) podemos saltar bruscamente en la entrada tal que el PLL se enganche

En la practica:

Maximo salto de frecuencia (ej en una FSK) que podemos dar estando enganchado el PLL tal que siga enganchado.



En la práctica se hace que Δf_L sea 25%/30% más que nuestro salto en frecuencia.

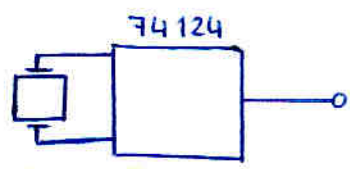
Dar las expresiones en el examen.

 las suelen dar en radianes!!

Tema 5 - Sintetizadores de Frecuencia

Frec cristal de cuarzo
50kHz → 50MHz

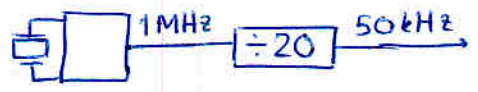
Cristal de Cuarzo



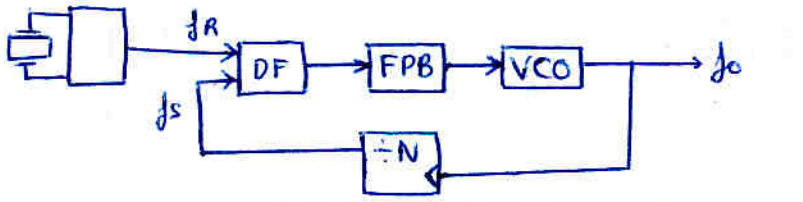
frecuencia fija estable con tiempo estable con temperatura

permiten. 50kHz → 50MHz

Es difícil encontrar oscilador de 50kHz. Se suele hacer



Sintetizadores de Frecuencia



Divide Frecuencia por N. N programable (se hace con un contador)

PLL: $f_R = f_s$
 $f_R = \frac{f_o}{N}$ $\Rightarrow f_s = \frac{f_o}{N}$

por tanto

$f_o = N \cdot f_R$

Consideraciones:

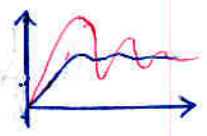
• Resolución: mínimo cambio de frec posible

• Mismas ecuaciones de diseño

solo tener en cuenta

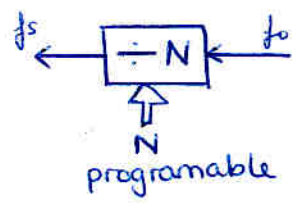
$K = \frac{2\pi K_d K_v F(0)}{N}$

• Al cambiar N → transitorio en f_o similar al producido por salto de frecuencia en la entrada



a veces no es relevante porque cambios de N son poco frecuentes.

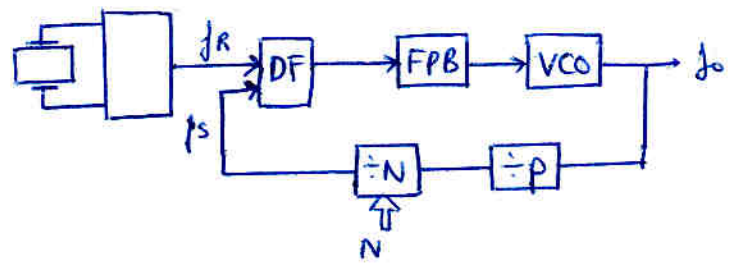
en este ejemplo:
 $f_o = N \cdot f_R$ resolución
 $f_o = (N+1) \cdot f_R$ Δf_R
resolución = frec del oscilador



frec máxima que permite a su entrada (f_o) 200MHz

Frec máxima N programable 200MHz

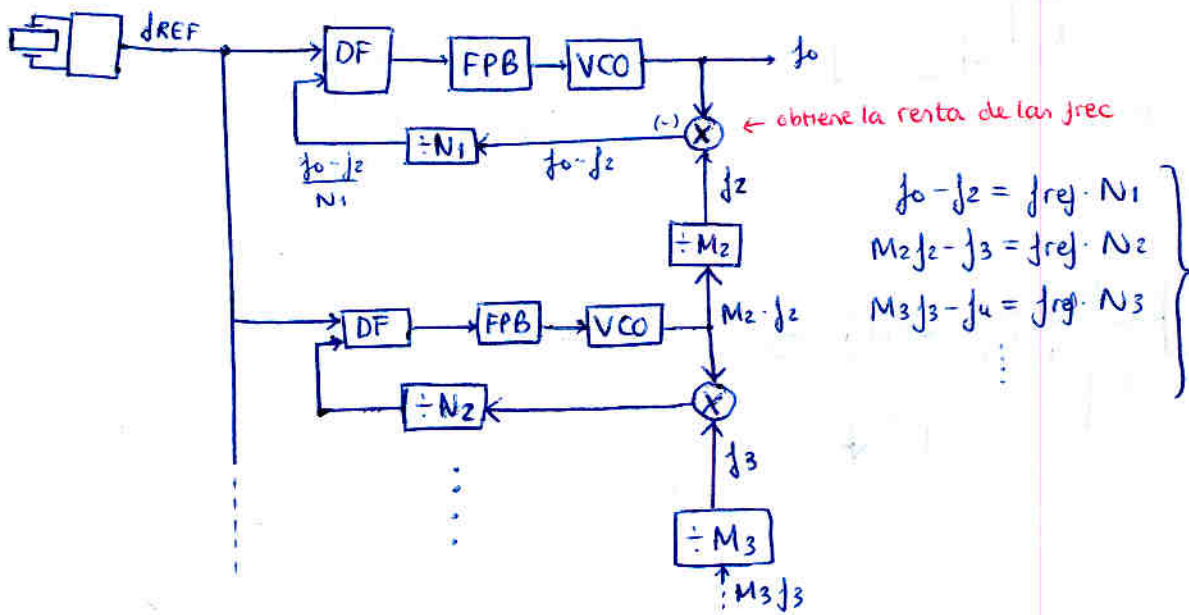
si queremos $f_o > 200$ MHz ⇒ Prescaler: añadir divisor no programable



$K = \frac{2\pi K_d K_v F(0)}{N \cdot P}$
 $f_o = N \cdot (P \cdot f_R)$
resolución = $P \cdot f_R$ mayor resolución! (desventaja)

Solución: sintetizador de multiples lazos.

Sintetizador de multiples lazos



despejando f_0 :
(sustituyendo sucesivamente)

$$f_0 = f_{REF} \left[N_1 + \frac{N_2}{M_2} + \dots + \frac{N_N}{M_2 M_3 \dots M_N} \right]$$

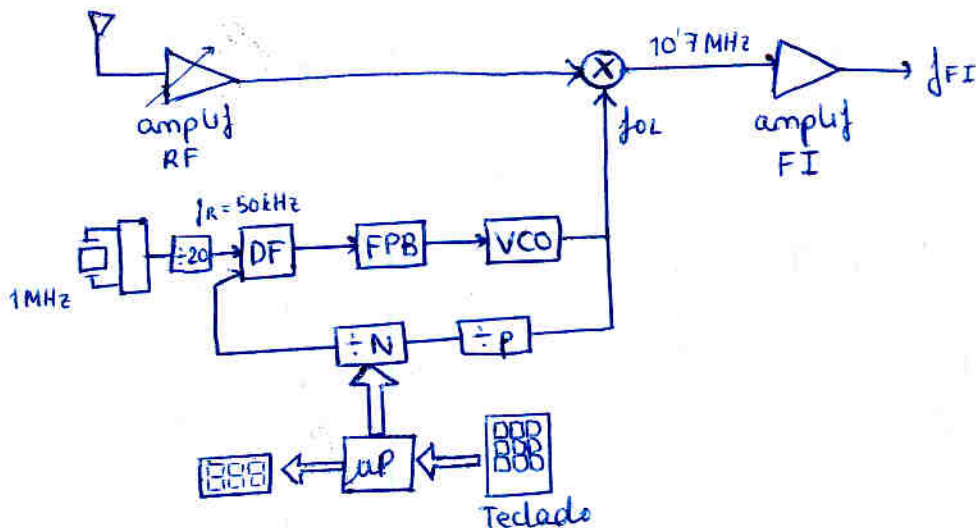
$$\text{Resolución} = f_{REF} \cdot \left[\frac{1}{M_2 M_3 \dots M_N} \right]$$

si tomamos todas las $M = 10$

$$f_0 = f_{REF} \left[N_1 + \frac{N_2}{10} + \frac{N_3}{10^2} + \frac{N_4}{10^3} + \dots \right]$$

ejemplos de aplicación:

Generación de f_{OL} en receptores superheterodinos



TEMA 1. Introducción a los subsistemas

1. Sistema de comunicaciones. Bloques

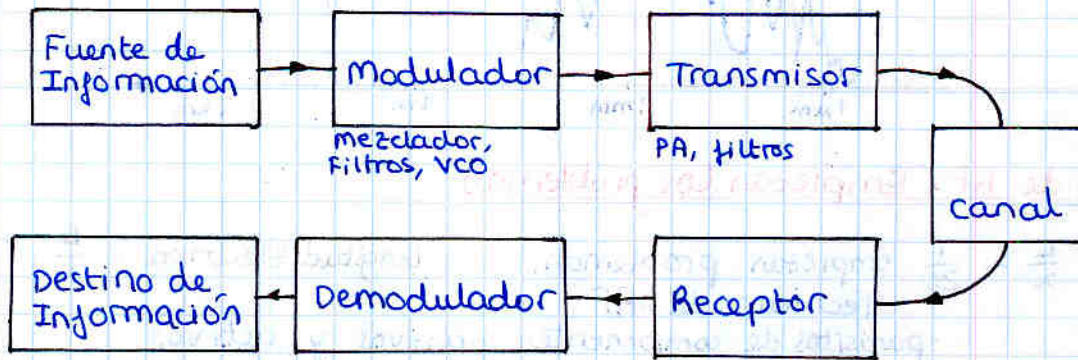
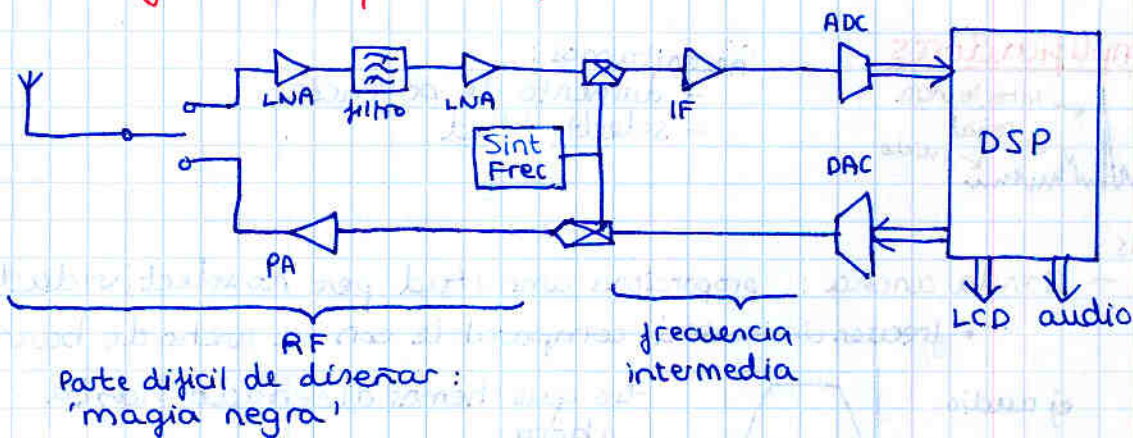
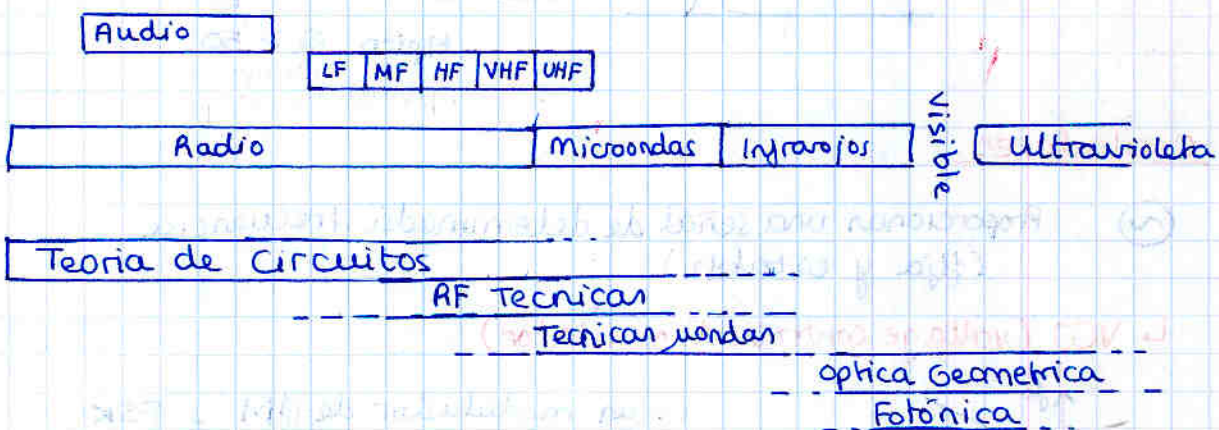


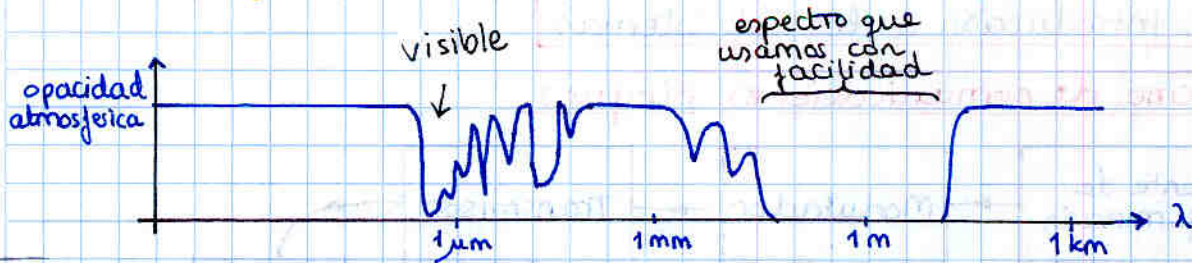
Diagrama Bloques Telefono GSM



2. Espectro de frecuencia



Bandas de interés



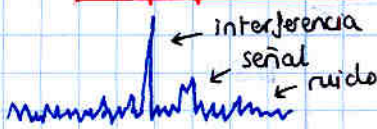
Diseño de RF: Empezan los problemas

Cuando $\frac{L}{\lambda} \sim \frac{1}{20}$ empiezan problemas. Longitud Eléctrica: $\frac{L}{\lambda}$

Técnicas de RF

- parásitos de componentes pasivos y activos
- se acabaron los amplificadores operacionales (pequeño ancho de banda)

Amplificadores



necesitamos:

- aumento de potencia
- selectividad

Tipos:

- Banda ancha: proporciona amplitud pero no selectividad
- frecuencia central comparable con su ancho de banda



los que hemos diseñado hasta ahora

- Sintonizados: elevada selectividad en frecuencia



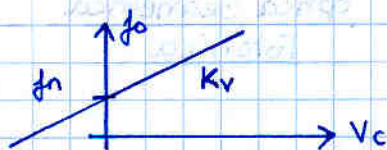
factor de calidad $Q = \frac{f_0}{B}$

tipico $Q > 50$

Osciladores

- ⊗ Proporcionan una señal de determinada frecuencia (fija y estable)

↳ VCO (voltage controlled oscillator)



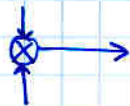
es un modulador de FM y FSK



↳ sintetizador de frec

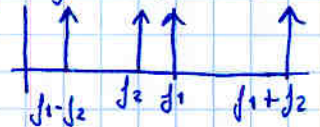
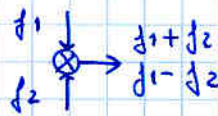
En todos los receptores FM, elemento esencial (tema 4)

Mezclador



Elemento no lineal

utilidad: subir y bajar en frecuencia



Modulador

señales de banda base deben modularse

→ Long de la antena
: antena proporcional a λ

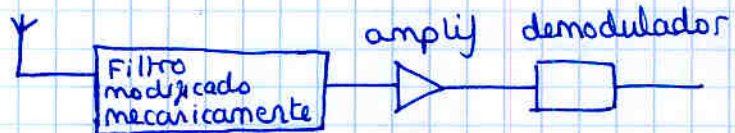
interesan antenas pequeñas

→ repartir canales en frecuencia

→ Potencia requerida para transmitir es menor a mayores frecuencias

Receptor

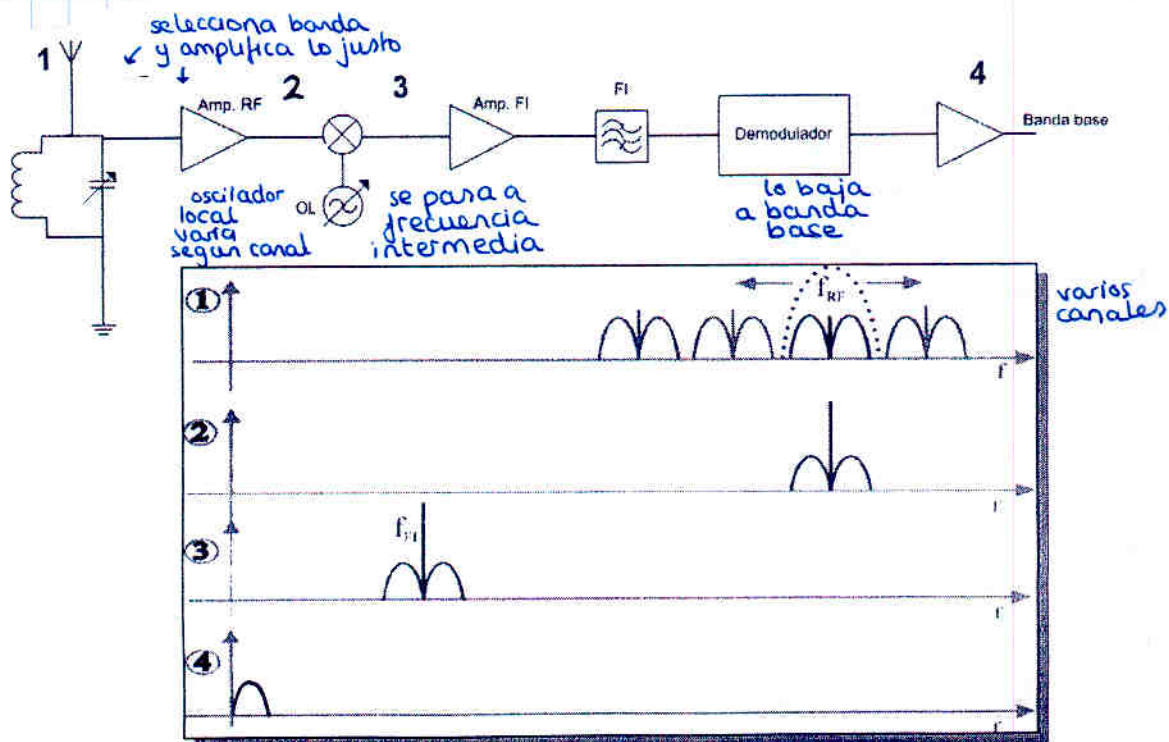
Receptor conversión directa



↓ mejora:

Receptor superheterodino:

transportar RF a una frecuencia intermedia para trabajar en ella



El amplificador a frecuencia intermedia

- ↳ mayor selectividad
- ↳ mayor estabilidad
- ↳ menor coste

10/10/2019

Exercises for class

1. A particle of mass m moves in a straight line with a constant acceleration a . It starts from rest and travels a distance s in time t . Show that $s = \frac{1}{2}at^2$.



10/10/2019

2. A particle of mass m moves in a straight line with a constant acceleration a . It starts from rest and travels a distance s in time t . Show that $v = at$.

3. A particle of mass m moves in a straight line with a constant acceleration a . It starts from rest and travels a distance s in time t . Show that $v^2 = 2as$.

10/10/2019



4. A particle of mass m moves in a straight line with a constant acceleration a . It starts from rest and travels a distance s in time t . Show that $v = at$.

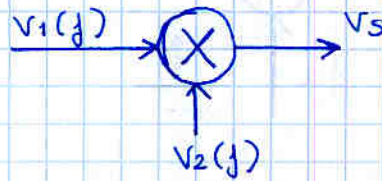
5. A particle of mass m moves in a straight line with a constant acceleration a . It starts from rest and travels a distance s in time t . Show that $v^2 = 2as$.

6. A particle of mass m moves in a straight line with a constant acceleration a . It starts from rest and travels a distance s in time t . Show that $v = at$.

TEMA 2. Mezcladores

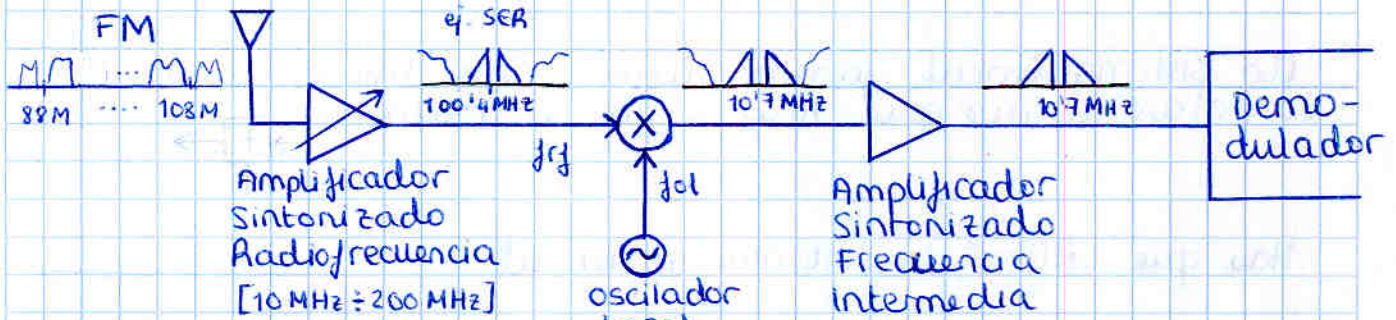
2.1 Introducción

Mezclador o multiplicador



Traslada la banda de frecuencias

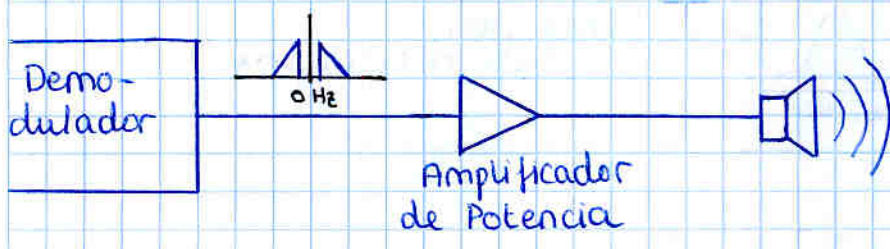
Receptor Superheterodino



- Proporciona el nivel adecuado al mezclador (mV) - Pequeña señal
- Preselecciona el canal, aunque al ser el amplij variable y de alta frecuencia es poco selectivo
- Elimina la banda imagen

Oscilador Local (síntesis Frecuencias)
 La frecuencia varía para que sea cual sea la señal que entra al mezclador, a su salida esté la señal centrada en 10.7 MHz recordar
 (Frecuencia intermedia de FM)

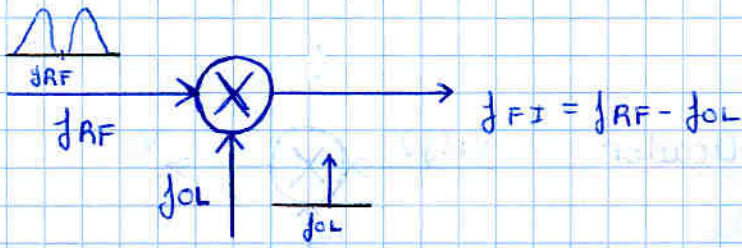
- Proporciona nivel adecuado
- Elimina productos de intermodulación - Ya filtra muy selectivamente, porque trabaja a frecuencia fija y estándar y a una frecuencia mas baja



- Tipico en examen:
- Dibujar y describir bloques
 - Dibujar espectros
 - Calcular frecuencia del mezclador fOL dada fRF

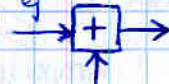
$$f_{OL} > f_{RF} \Rightarrow f_{FI} = f_{OL} - f_{RF}$$

$$f_{OL} < f_{RF} \Rightarrow f_{FI} = f_{RF} - f_{OL}$$

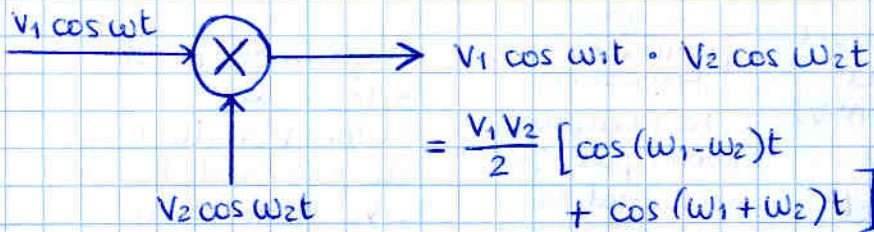


3.2 Fundamentos de mezcladores

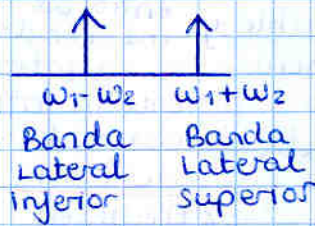
Un sistema lineal jamás puede generar frecuencias distintas de las que hay a la entrada e_j



Hay que utilizar un sistema no lineal



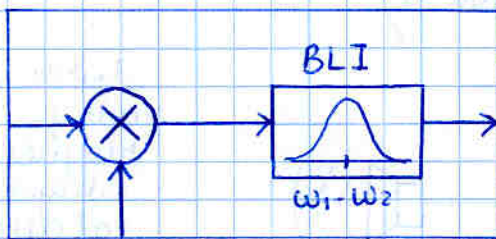
$$= \frac{V_1 V_2}{2} \left[\cos(w_1 - w_2)t + \cos(w_1 + w_2)t \right]$$



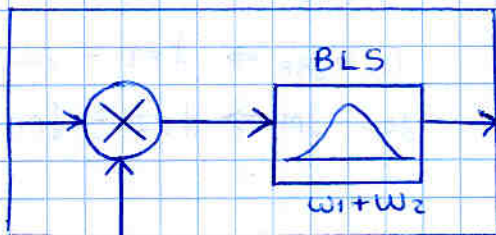
Multiplicador Ideal

recuerda

$$\cos A \cdot \cos B = \frac{1}{2} [\cos(A-B) + \cos(A+B)]$$



convertor Descendente (Receptor Superheterodino)

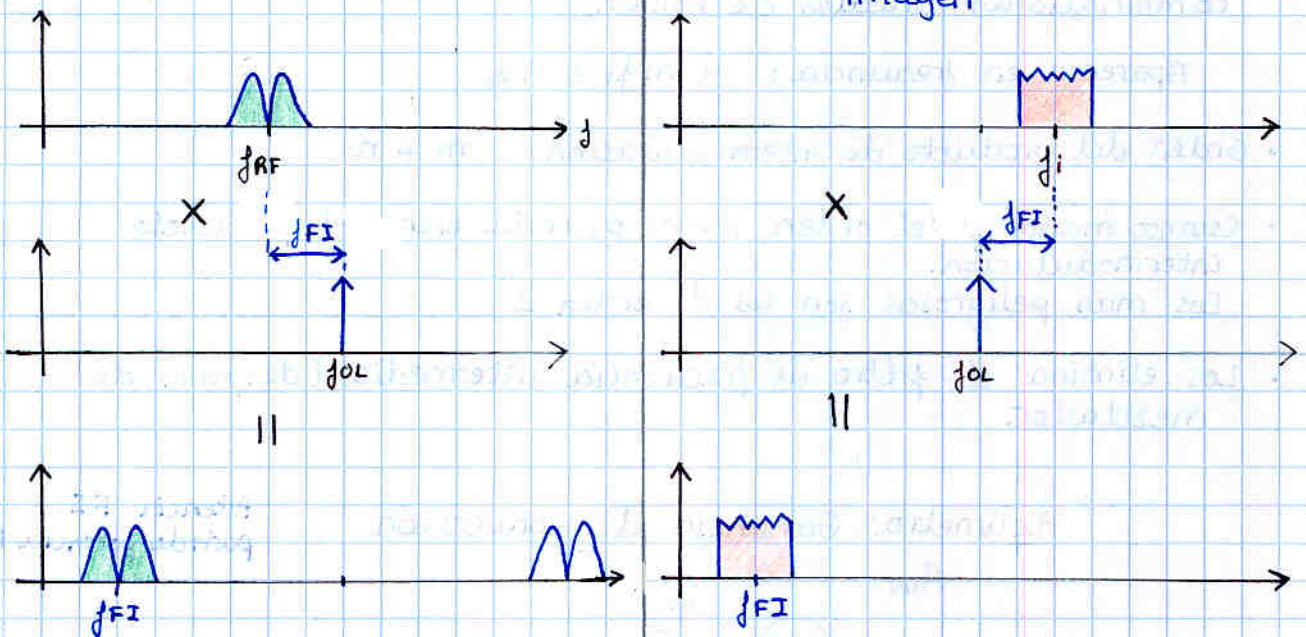


convertor Ascendente (emisoras)

Banda imagen

Banda que queremos:

Banda imagen

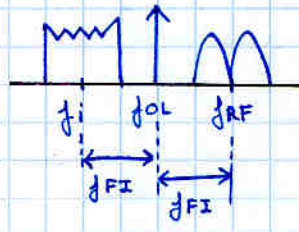
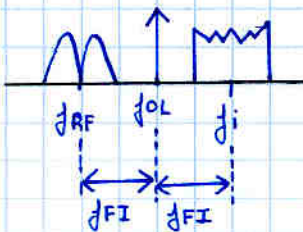


La banda imagen es simplemente la zona del espectro, distinta de la emisora deseada, que al multiplicar por el oscilador local cae en la misma frecuencia intermedia que la señal, mezclándose con ésta y destruyéndola por completo.

El filtro de FI ya no puede filtrar la banda imagen de la señal si piden calcularla, es muy fácil

si $f_{OL} > f_{RF}$

si $f_{OL} < f_{RF}$



ejemplo: SER $f_{RF} = 100.4 \text{ MHz}$ con receptor $f_{OL} > f_{RF}$
 $f_i = f_{RF} + 2f_{FI} = 100.4 \text{ MHz} + 2 \cdot 10.7 \text{ MHz} = 121.8 \text{ MHz}$

El filtro de RF se encarga de eliminar completamente la banda imagen; como sabemos, dicho filtro es poco selectivo, por lo tanto la banda imagen debe estar bastante lejos de la de la emisora; y ello se consigue con una f_{FI} relativamente alta.

- Cuanto más baja f_{FI} , más sencillos serán los siguientes elementos
- f_{FI} debe ser suficientemente grande como para que la distancia entre f_{RF} y f_i sea grande para que se pueda filtrar f_{RF} (eliminando f_i) con el filtro de RF (poco selectivo)

Productos de intermodulación

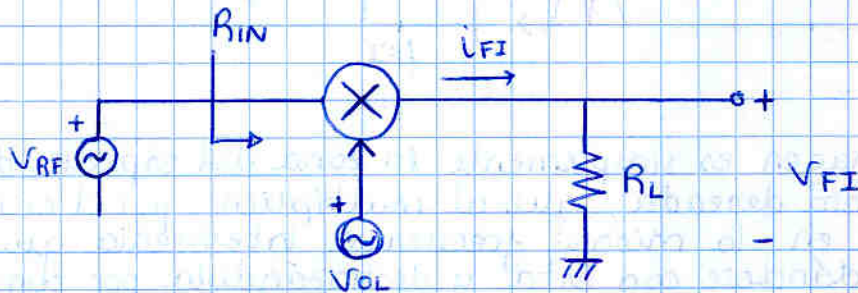
- En un mezclador real aparecen frecuencias distintas de $(f_{OL} - f_{RF})$ y $(f_{OL} + f_{RF})$
- Aparecen frecuencias armónicas de las señales de entrada y combinaciones lineales de éstas.

Aparecen en frecuencia: $\pm m f_1 \pm n f_2$

- Orden del producto de intermodulación: $m + n$
- Cuanto mayor es el orden, menor potencia tiene el producto de intermodulación.
Los más peligrosos son los de orden 2
- Los elimina el filtro de frecuencia intermedia (después del mezclador).

Parámetro: Ganancia de conversión

Potencia FI
partido potencia RF



Tensión:

$$G_V = \frac{V_{FI} |_{\max}}{V_{RF} |_{\max}}$$

Potencia:

$$G_P = \frac{V_{FI}^2 / R_L}{V_{RF}^2 / R_L}$$

Transconductancia

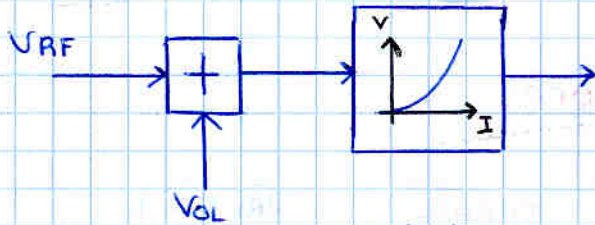
$$G_g = \frac{I_{FI} |_{\max}}{V_{RF} |_{\max}}$$

2.3 Implementación

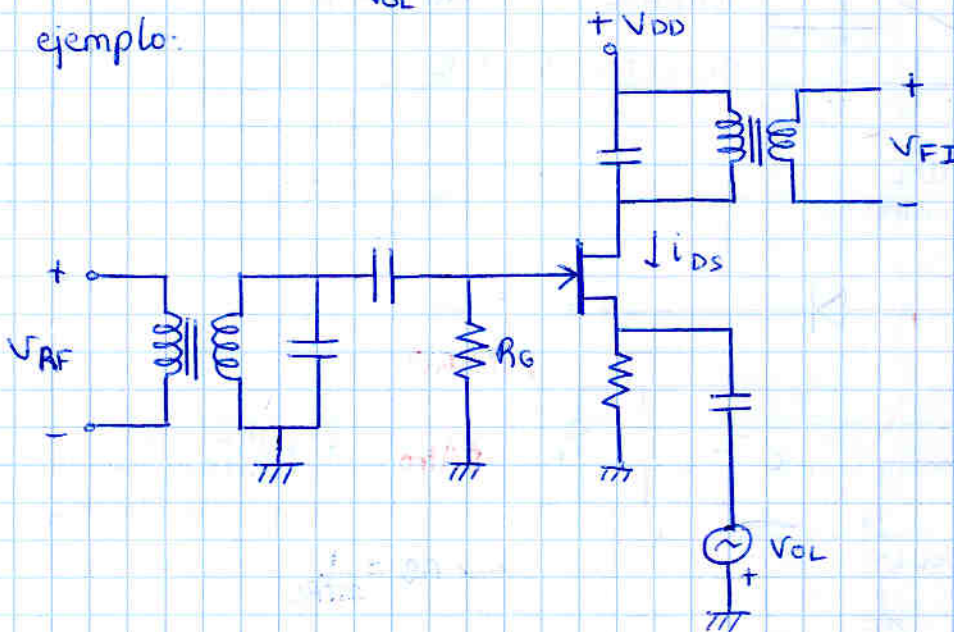
Sistema no lineal. 2 formas:

1. Dispositivos con característica de transferencia no lineal
2. Conmutadores

2.3.1 Característica transferencia no lineal



ejemplo:



$$i_{DS} = I_{DSS} \left[1 - \frac{|V_{GS}|}{|V_{p1}|} \right]^2 = I_{DSS} \left[1 - \frac{|V_{GS} + V_{RF} + V_{OL}|}{|V_{p1}|} \right]^2$$

siendo

$$V_{GS} = V_{GS} + V_{gs} = V_{GS} + V_g - V_s = V_{GS} + V_{RF} + V_{OL}$$

$$i_{DS} = I_{DSS} \left[1 - \frac{|V_{GS} + V_{RF} + V_{OL}|}{|V_{p1}|} \right]^2$$

$$= I_{DSS} \left[1 - \frac{|V_{GS} + V_{RF} + V_{OL}|^2}{|V_{p1}|^2} - 2 \frac{|V_{GS} + V_{RF} + V_{OL}|}{|V_{p1}|} \right]$$

$$\frac{|V_{GS}^2 + (V_{RF} + V_{OL})^2 + 2V_{GS}(V_{RF} + V_{OL})|}{|V_{p1}|^2}$$

$$\frac{V_{RF}^2 + V_{OL}^2 + 2V_{RF}V_{OL}}{|V_{p1}|^2}$$

ahí lo tenemos

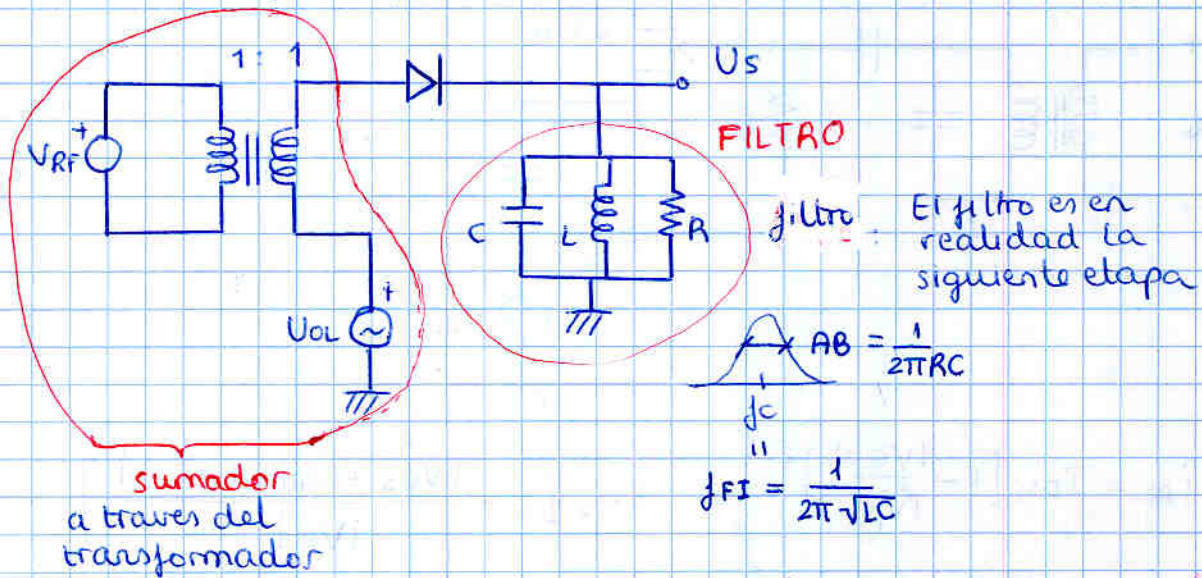
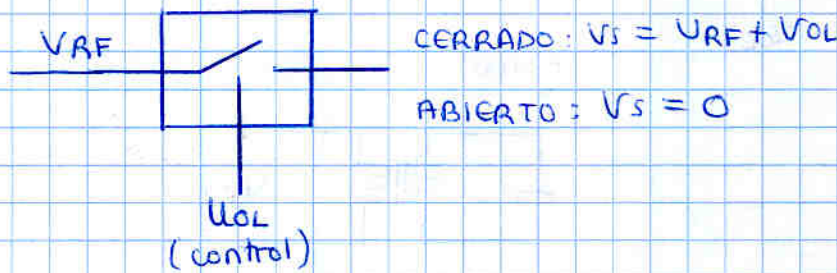
El resto de terminos son productos de intermodulación

$$\left. \begin{aligned} V_{RF} &= V_{RF} \cos \omega_{RF} t \\ V_{OL} &= V_{OL} \cos \omega_{OL} t \end{aligned} \right\} V_{RF} V_{OL} = V_{RF} V_{OL} \cos \omega_{RF} t \cos \omega_{OL} t$$

$$= \frac{V_{RF} V_{OL}}{2} \left[\cos(\omega_{RF} - \omega_{OL}) t + \cos(\omega_{RF} + \omega_{OL}) t \right]$$

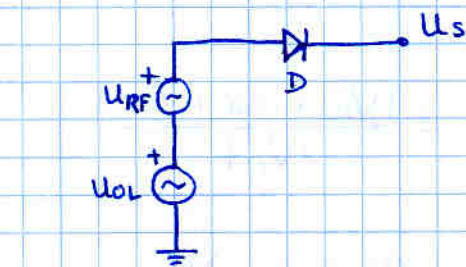
$$G_g = \frac{I_{DSS} \max}{V_{RF} \max} = \frac{2(V_{RF} V_{OL} I_{DSS}) / |V_p|^2}{V_{RF}} = \frac{V_{OL} I_{DSS}}{|V_p|^2}$$

2.3.2 Conmutadores



A la entrada del diodo tenemos la suma

Es equivalente a: (sin incluir el filtro)



se debe cumplir $U_{OL} \gg U_{RF}$



U_{OL} mueve el punto de izquierda derecha; U_{RF} unicamente hace al punto moverse un poquito sobre su valor ($U_{RF} \ll U_{OL}$)

$$\Rightarrow \begin{matrix} U_{OL} > 0 & \longrightarrow & U_s = U_{RF} + U_{OL} \\ U_{OL} < 0 & \longrightarrow & U_s = 0 \end{matrix} \quad \Bigg\} \quad U_s = (U_{RF} + U_{OL}) p(t)$$

$$p(t) = \begin{cases} 1 & U_{OL} > 0 \\ 0 & U_{OL} < 0 \end{cases}$$



Para trabajar con $p(t)$ usaremos el DSF

$$p(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin[(2n+1)\omega_{OL}t]}{2n+1}$$

veremos muchas señales (de intermodulación) y entre ellas estará lo que buscamos; lo seleccionaremos con el filtro

Para estudiarlo de forma simplificada: $U_{RF} = V_{RF} \sin \omega_{RF} t$
 $U_{OL} = V_{OL} \sin \omega_{OL} t$

$$U_s(t) = (U_{RF}(t) + U_{OL}(t)) p(t)$$

$$= (V_{RF} \sin(\omega_{RF}t) + V_{OL} \sin(\omega_{OL}t)) \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(2n+1)\omega_{OL}t}{2n+1} \right]$$

$$= \frac{V_{RF}}{2} \sin(\omega_{RF}t) + \frac{V_{OL}}{2} \sin(\omega_{OL}t) +$$

aparecen a la salida las dos señales de entrada
 \Rightarrow No balanceado

No balanceado: aparecen señales de entrada

Simplemente balanceado: aparece 1 de las señales de entrada

Doblemente balanceado: No aparecen señales de entrada

$$+ \frac{2V_{RF}}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin \omega_{RF}t \sin(2n+1)\omega_{OL}t}{2n+1} + \frac{2V_{OL}}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin \omega_{OL}t \sin(2n+1)\omega_{OL}t}{2n+1}$$

$$\frac{1}{2} \left[\frac{\cos(\omega_{RF} - (2n+1)\omega_{OL})t - \cos(\omega_{RF} + (2n+1)\omega_{OL})t}{2n+1} \right]$$

Buscamos $\omega_{FI} = \omega_{RF} - \omega_{OL}$

$n=0 \rightarrow \omega_{RF} - \omega_{OL}$
 señal que buscamos
 $n \neq 0 \rightarrow$ productos de intermodulación $\omega_{RF} + (2n+1)\omega_{OL}$

RECUERDA:

$$\begin{aligned} \cos(A-B) &= \cos A \cos B + \sin A \sin B \\ \cos(A+B) &= \cos A \cos B - \sin A \sin B \\ \Downarrow \\ \sin A \sin B &= \frac{\cos(A-B) - \cos(A+B)}{2} \end{aligned}$$

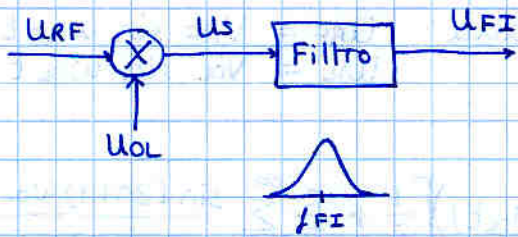
$$\frac{1}{2} \left[\frac{\cos(2n\omega_{OL}t) - \cos(2n+2)\omega_{OL}t}{2n+1} \right]$$

Productos intermodulación $2n\omega_{OL}$
 $(2n+2)\omega_{OL}$

Resumen: Señales de salida

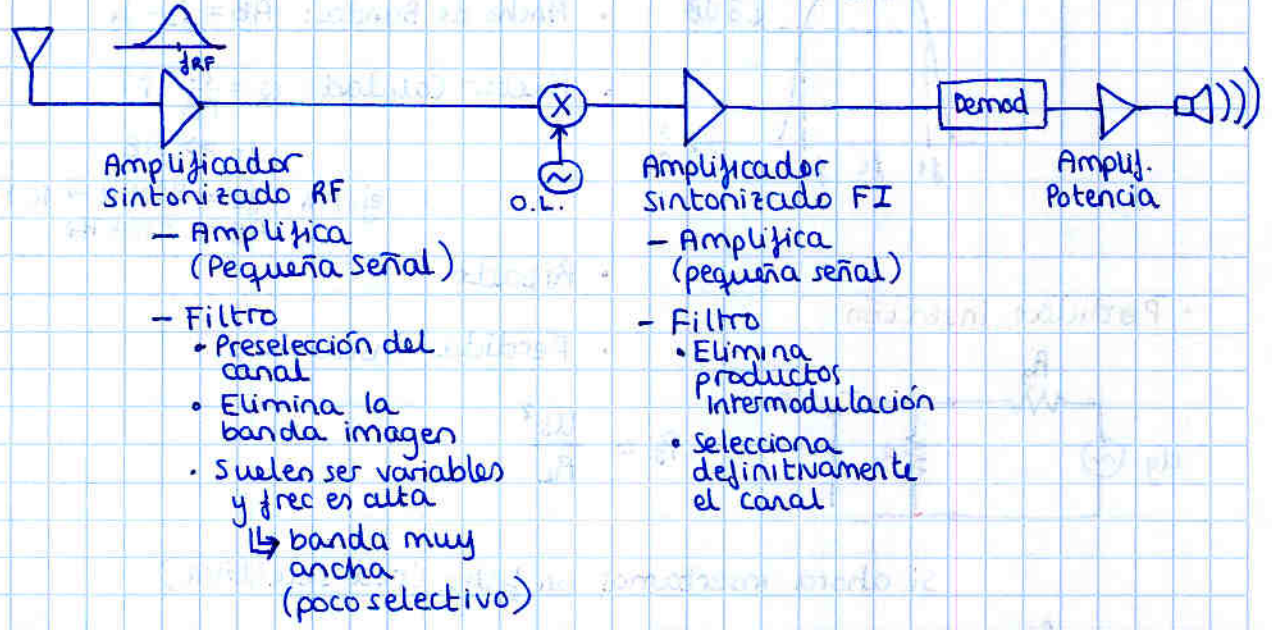
- Entrada: U_{RF}
 U_{OL}
- Productos Intermodulación: $2n U_{OL}$
 $(2n+2) U_{OL}$
 $U_{RF} + (2n+1) U_{OL}$
 $n \neq 0 \quad U_{RF} - (2n+1) U_{OL}$
- Salida Deseada: $U_{RF} - U_{OL}$ } (la señal deseada podría ser $U_{RF} + U_{OL}$ en el caso de querer subir en frecuencia. En el receptor queremos bajar)

Al pasar U_s por el filtro eliminamos todo lo que no sea la señal deseada



Tema 3. Diseño de amplificadores de RF. Amplif. Sintonizados

3.1 Introducción



Bloques del amplificador:



Redes Selectivas:

- ↳ Componentes pasivos (L y C)
- ↳ Funciones:
 - Filtro
 - Adaptación de Impedancias

Dispositivo Activo

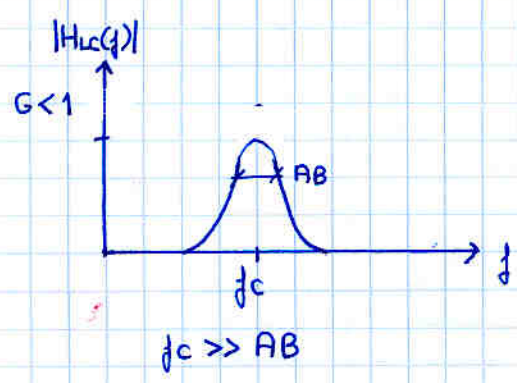
- ↳ Ganancia (tiene transistores)
- ↳ usamos modelo en Y



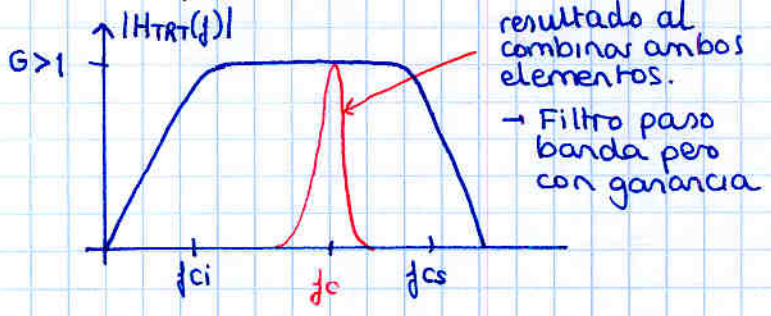
$$I_1 = U_1 Y_{11} + Y_{12} U_2$$

$$I_2 = U_2 Y_{22} + Y_{21} U_1$$

Red selectiva:

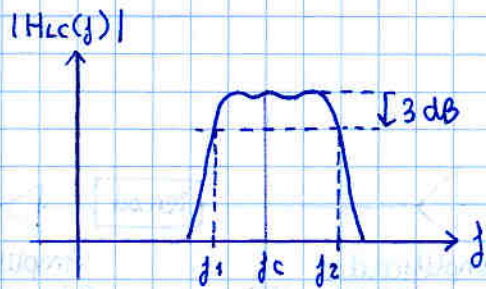


Dispositivo activo



3.2 Redes selectivas

3.2.1 Definiciones



- Frecuencia central: f_c
- Ancho de Banda: $AB = f_2 - f_1$
- Factor Calidad: $Q = \frac{f_c}{AB} \uparrow \uparrow$
 $f_c \gg AB$
 ej. FM $f_c = 88\text{MHz} \rightarrow 108\text{MHz}$
 $AB = 200\text{kHz}$

• Perdidas Inserción



Si ahora insertamos un filtro (red selectiva)

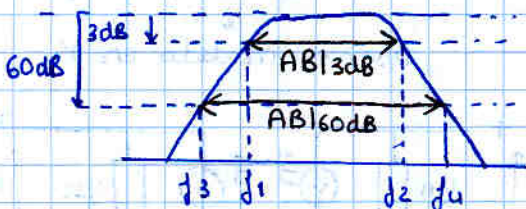


$$P'_s = \frac{(U'_s)^2}{R'_L} \rightarrow R'_L = R_L \parallel R_{\text{red selectiva}} = R \parallel R_p^L \parallel R_p^C$$

R'_L no incluye R_g

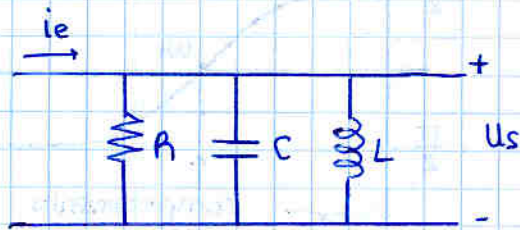
Perdidas Inserción : $P.I. = 10 \log \frac{P_s}{P'_s}$

• Factor de forma



$$\text{Factor Forma} = \frac{AB|_{60\text{dB}}}{AB|_{3\text{dB}}} = \frac{f_4 - f_3}{f_2 - f_1}$$

3.2.2 Circuito Resonante RLC paralelo



$$i_e = \frac{U_s}{R} + \frac{U_s}{j\omega L} + U_s \cdot j\omega C$$

$$Z_{RLC} = \frac{U_s}{i_e} = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C} = \frac{R}{1 + j\left[R\omega C - \frac{R}{\omega L}\right]}$$

Módulo:

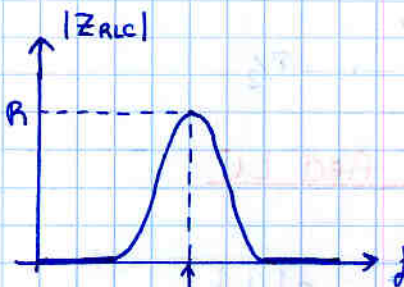
$$|Z_{RLC}| = \frac{R}{\sqrt{1 + \left(R\omega C - \frac{R}{\omega L}\right)^2}}$$

$$Y = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C$$

la impedancia es máxima cuando la admitancia es mínima

$$\frac{1}{j\omega L} = -j\omega C$$

$$\omega C = \frac{1}{\omega L}$$



Frecuencia de Resonancia

$$\omega_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

A la frecuencia de resonancia, el C y la L se van pasando la energía; se cancelan

El circuito queda



En cuanto al ancho de banda:

- No podemos aplicar lo de -3dB ya que Z tiene dimensiones
- Aplicamos la otra definición $\frac{\max}{\sqrt{2}}$ en lineal.

$$\frac{R}{\sqrt{2}} = \frac{R}{\sqrt{1 + \left(R\omega C - \frac{R}{\omega L}\right)^2}} \rightarrow 2 = 1 + \left(R\omega C - \frac{R}{\omega L}\right)^2$$

$$\pm 1 = R\omega C - \frac{R}{\omega L}$$

$$\omega_{1,2} = \frac{L \pm \sqrt{L^2 + 4LA^2C}}{2LAC}$$

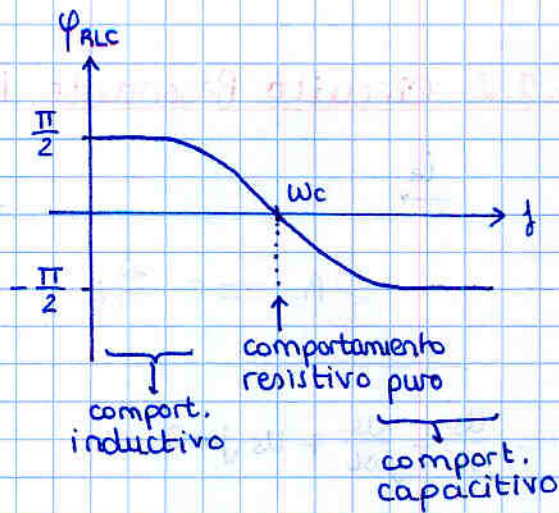
$$AB = \omega_2 - \omega_1 = \frac{1}{RC} \text{ rad/s}$$

$$AB = \frac{1}{2\pi RC} \text{ Hz}$$

Para usar estas fórmulas, entrada corriente. i.e. SIEMPRE equiv Norton

Fase

$$\varphi_{RLC} = 0 - \arctg\left(\omega RC - \frac{R}{\omega L}\right)$$



Para f rec resonancia

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow \varphi_{RLC} = 0$$

Para $\omega \rightarrow 0$

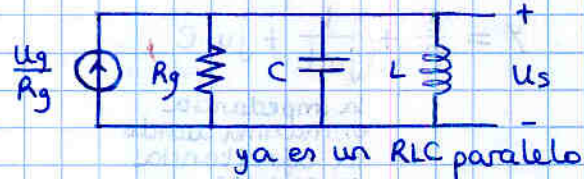
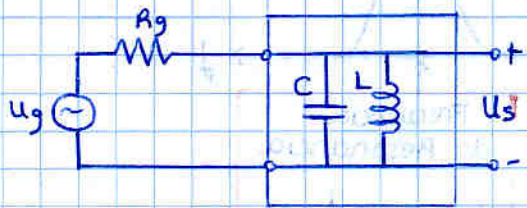
$$\varphi_{RLC} \rightarrow \frac{\pi}{2}$$

Para $\omega \rightarrow \infty$

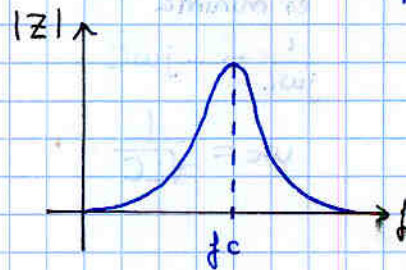
$$\varphi_{RLC} \rightarrow -\frac{\pi}{2}$$

3.2.3 Red LC

Haciendo equiv Norton del gen:



$$\Rightarrow Z = \frac{U_s}{i_e} = \frac{R_g}{1 + j(\omega R_g C - \frac{R_g}{\omega L})}$$



$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

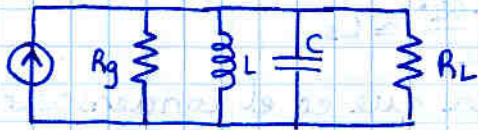
$$AB = \frac{1}{2\pi R_g C}$$

$$Q = \frac{f_c}{AB}$$

$$\frac{U_s}{U_o/R_g} = \frac{R_g}{1 + j(\omega R_g C - R_g/\omega L)} \rightarrow \frac{U_s}{U_o} = \frac{1}{1 + j(\omega R_g C - R_g/\omega L)}$$

en la práctica, la red estará cargando a algo
 • efecto de las pérdidas de los componentes (L, C)

1. Efecto de la carga:



tendríamos:

$$R_g' = R_g // R_L$$

$$f_c/L = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = f_c$$

factor de calidad

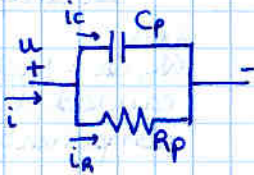
$$Q/L = \frac{f_c/L}{AB/L} < Q$$

$$AB/L = \frac{1}{2\pi R_g' \cdot C} > AB$$

2. Efecto perdidas componente



Modelo Paralelo



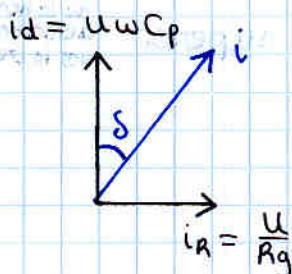
Modelo serie



Se define el factor de calidad del componente

Factor de calidad condensador, Q_c

Para calcular el diagrama fasorial, tomamos como señal de referencia la magnitud que sea común a ambos componentes del modelo i.e. tensión en el paralelo



$$\tan \delta = \frac{u/R_p}{u \omega C_p} = \frac{1}{\omega R_p C_p}$$

ángulo pérdidas

caso ideal
 $\delta = 0$

$$Q_c = \frac{1}{\tan \delta} = \omega R_p C_p$$

En el modelo serie

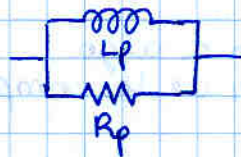
$$R_p = R_s (1 + Q_c^2) \approx R_s Q_c^2$$

$Q_c \approx 100$

$$C_p = \frac{Q_c^2}{1 + Q_c^2} C_s \approx C_s$$



Modelo Paralelo



Modelo Serie



$$R_p = R_s (1 + Q_s^2) \approx R_s Q_s^2$$

$$L_p = L_s \frac{1 + Q_s^2}{Q_s^2} \approx L_s$$

se puede calcular, de igual forma que en el condensador:

$$Q_L = \frac{R_p}{\omega L_p}$$

La red LC queda



tenemos $R_T = R_g \parallel R_L \parallel R_{pL} \parallel R_{pC}$

$$f_c|_{Q_{comp}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = f_c$$

$$AB|_{Q_{comp}} = \frac{1}{2\pi R_T C_p} > AB$$

\downarrow
 $R_T < R_g$

$$Q|_{Q_{comp}} < Q$$

no confundir
 Q : factor calidad
del circuito

con
 Q_L, Q_C : factor
calidad del
componente

Conclusiones:

- Q_{comp} depende sólo de como esté fabricado (propiedad propia)
- Q depende del Q_{comp}
- $Q \leq Q_{comp}$ i.e. Q_{comp} actúa como cota superior

no lo hemos
demostrado.
Nos lo creemos.

Vamos a calcular parámetro: pérdidas de inserción.
 Sólo tiene sentido si se consideran componentes reales

Problema de examen:

Calcular pérdidas de inserción de un circuito resonante LC para que:

Considerar:
 $AB = 10 \text{ MHz}$
 $f_c = 100 \text{ MHz}$
 $R_g = R_L = 1000 \Omega$

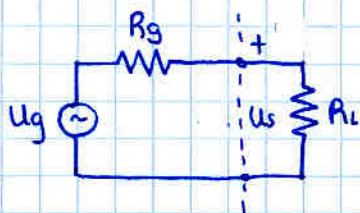
Se asume:
 $Q_c = \infty$ i.e. condensador ideal
 $Q_L = 85$

Con los datos:

$$Q = \frac{f_c}{AB} = 10 < Q_c, Q_L \Rightarrow \text{no ha superado su cota máxima} \\ \downarrow \text{lógico}$$

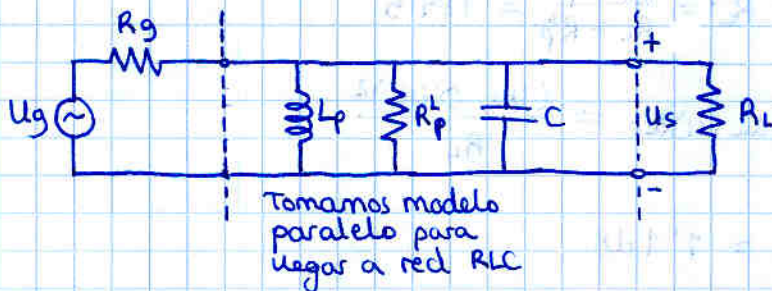
pérdidas de inserción $P.I. = 10 \log \frac{P_{\text{salida}} | \text{NO RED}}{P_{\text{salida}} | \text{SI RED}}$

• cálculo de $P_{\text{salida}} | \text{NO RED}$



$$P_{\text{salida}} | \text{NO RED} = \frac{U_s^2}{R_L} = \frac{(\frac{1}{2} U_g)^2}{R_L}$$

• cálculo de $P_{\text{salida}} | \text{SI RED}$



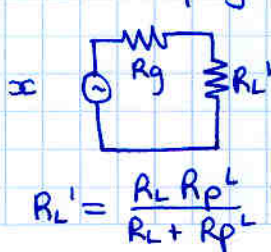
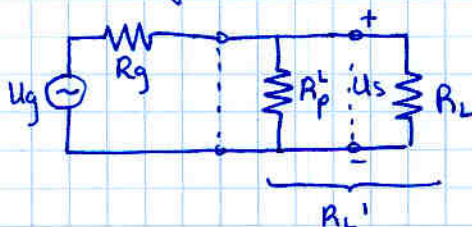
Para simplificar: Aproximación: Suponemos que trabajamos a f_c
lo hacemos siempre

\Rightarrow Como el filtro es muy selectivo, la frecuencia siempre será prácticamente la central.

El error cometido será mínimo

Simplifica MUCHO el problema $\rightarrow C$ y L se cancelan \leftrightarrow resonancia

A la frecuencia de resonancia L_p y C se cancelan



$$P_{\text{salida}} | \text{SI RED} = \frac{U_s^2}{R_L} \\ = \frac{(U_g \frac{R_L'}{R_g + R_L'})^2}{R_L}$$

faltaría calcular R_p^L

Sabiendo $Q_L = 85$ y recordando $Q_L = \frac{R_p^L}{L_p \omega_c}$

(1) $R_p^L = 85 \cdot L_p \cdot \omega_c$ suponiendo freq central
 $\omega = \omega_c$

Nos falta L_p

sabiendo $Q = 10 = \frac{\omega_c}{AB} = \frac{\omega_c}{\frac{1}{R_T \cdot C}} = \omega_c \cdot R_T \cdot C = \frac{R_T}{\omega_c L_p}$

Recordar:

$Q = \frac{\omega_c}{AB}$

$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_p C}}$

$AB = \frac{1}{R_T \cdot C}$

de TODO el circuito

Para RLC paralelo.

!! Ponemos R_g en paralelo !! (equiv Norton)

$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_p C}}$

Despejando: $L_p^{(2)} = \frac{R_T}{Q \cdot \omega_c}$ $R_T = R_p^L \parallel R_L \parallel R_g = \frac{500 R_p^L}{500 + R_p^L}$
 $\omega_c = 2\pi \cdot 100 \text{ MHz}$

para aplicar esto: equivalente NORTON!!!

(2) $L_p = \frac{500 R_p^L}{(500 + R_p^L) \cdot 10 \cdot \omega_c}$ 2 ecuaciones
2 incognitas
(1) $L_p = \frac{R_p^L}{85 \cdot \omega_c}$

Resolviendo: $L_p = 70 \text{ nH}$
 $R_p^L = 3'75 \text{ K}$

ya podemos calcular $R_e' = \frac{R_L R_p^L}{R_L + R_p^L} = 789'5$

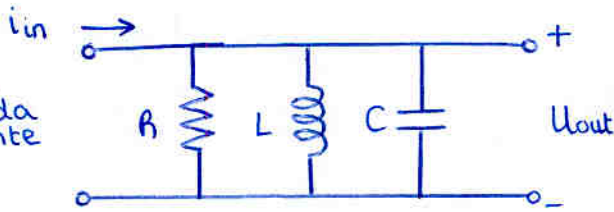
y por tanto $P_{\text{salida}} |_{\text{SI RED}} = \frac{(U_g \cdot 0'44)^2}{R_L}$

P.I. = $10 \log \frac{0'5^2}{0'44^2} = 1'1 \text{ dB}$

Resumen: Red RLC paralelo

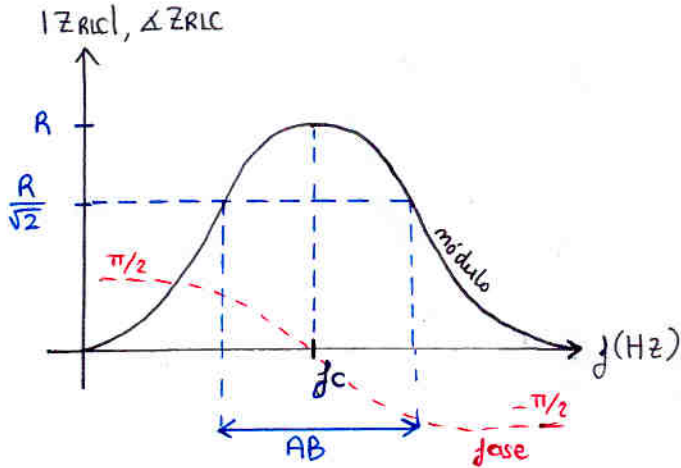
Caso General

NOTA:
La entrada es corriente



$$Z_{RLC} = \frac{U_{out}}{I_{in}} = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C}$$

$$= \frac{R}{1 + j\left[R\omega C - \frac{R}{\omega L}\right]}$$



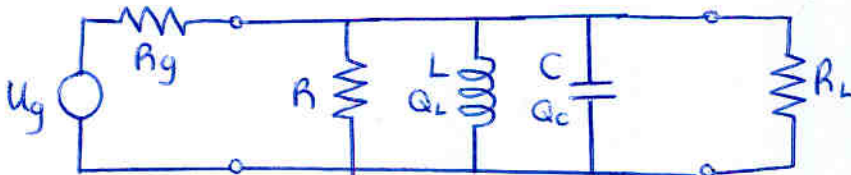
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ Hz} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ rad}$$

$$AB = \frac{1}{2\pi RC} \text{ Hz} = \frac{1}{RC} \text{ rad}$$

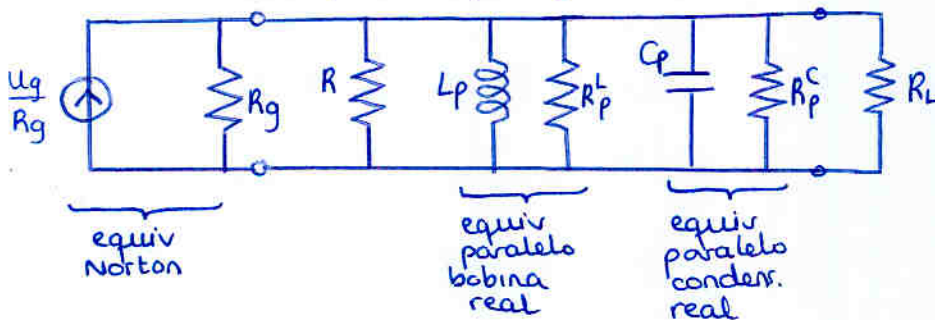
$$Q = \frac{f_c}{AB(\text{Hz})} = \frac{\omega_c}{AB(\text{rad})} \text{ factor de calidad del circuito}$$

Caso Real

1. generador de tensión con resistencia interna (R_g)
2. carga en la salida (R_L)
3. componentes reales (factor calidad condensador Q_c y bobina Q_L)



muchas veces no hay R (red LC) → la R la aporta R_g al hacer equiv Norton



$$Q_c = \frac{1}{\text{tg}\delta} = \omega R_p C_p$$

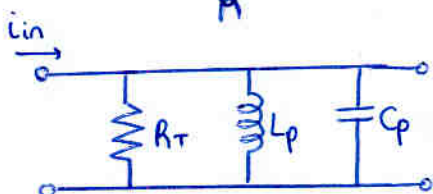
$$Q_L = \frac{1}{\text{tg}\delta} = \frac{R_p}{\omega L_p}$$

normalmente $Q_c = \infty$

para obtener L_p y R_p^L usamos 2 ecs y 2 incog:

$$Q_L = \frac{R_p}{\omega L_p} \quad \text{suponiendo } \omega = \omega_c$$

$$Q = \frac{\omega_c}{AB(\text{rad})} = \frac{R_T}{\omega_c L_p}$$



$$R_T = R_g \parallel R \parallel R_p^L \parallel R_p^C \parallel R_L$$

segun los datos que tengamos

Caso real respecto al ideal: se mantiene f_c , aumenta AB → disminuye Q

ademas $Q \leq Q_c$

$$\left| \frac{U_o}{U_s} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (R\omega C - \frac{R}{\omega L})^2}}$$

Handwritten title or header at the top of the page.

Handwritten text below the title.



Handwritten text describing the graph or the circuit's behavior.



Handwritten text on the left side of the page.

Handwritten text in the middle of the page.

Handwritten text on the right side of the page.

Handwritten text at the bottom left of the page.

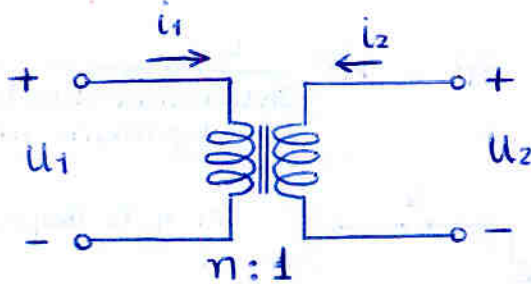
Handwritten text at the bottom middle of the page.

Handwritten text at the bottom right of the page.

3.2.4. Circuitos Resonantes con Transformador

3.2.4.1 Transformadores

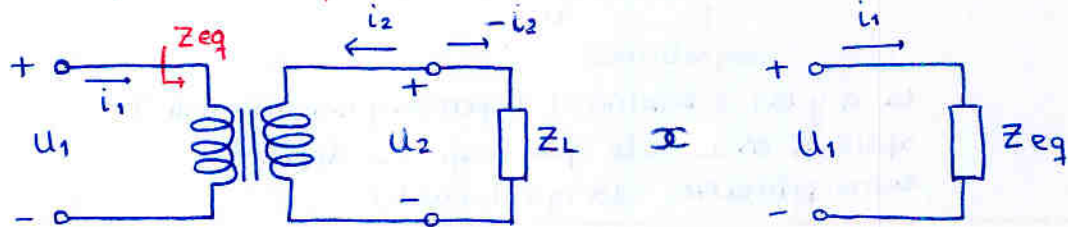
Transformador Ideal



$$u_1 = n \cdot u_2$$

$$i_1 = - \frac{i_2}{n}$$

impedancia equivalente



$$Z_{eq} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{n \cdot u_2}{\frac{1}{n}(-i_2)} = n^2 \frac{u_2}{-i_2} = n^2 Z_L$$

$$Z_{eq} = n^2 Z_L$$

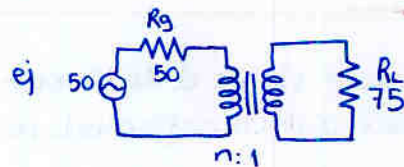
ej:

$Z_{eq} = n^2 Z_L = n^2 R_L$

$Z_{eq} = n^2 \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j\omega(\frac{C}{n^2})}$

Usos:

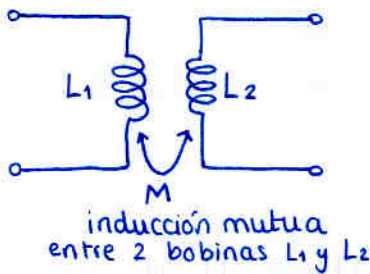
- Adaptación de impedancias



encojemos
 $75 n^2 = 50$

- Aislamiento: no hay contacto físico entre ambos lados del circuito
ej: en hospitales el paciente siempre aislado de la red eléctrica

Transformador Real

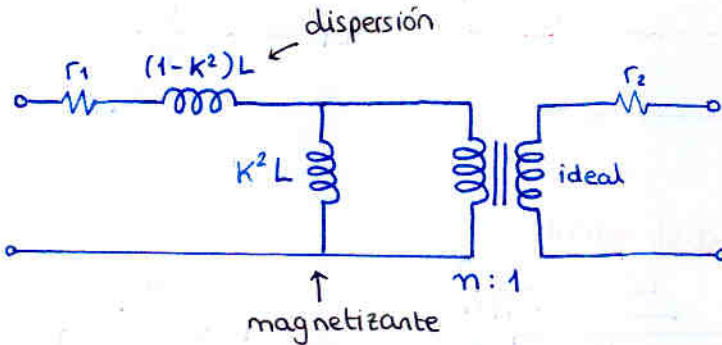


Definimos los parámetros:

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

L = Inductancia vista desde el primario con el secundario abierto

$$\eta^2 = K^2 \frac{L}{\text{Inductancia vista desde el secund. con el primario abierto}}$$

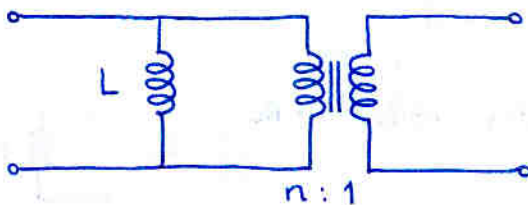


La n y las 2 bobinas (dispersión y magnetizante) aparecen en el lado que hayamos definido como primario (da igual cual)

Si no nos dicen nada, se considera $K = 1$
El circuito equivalente queda

Nota: un extremo abierto implica $i = 0$, y por lo tanto la bobina de ese extremo no tiene efectos inductivos

i.e.
 $L = L_1$
 $n = \frac{L_1}{L_2} K^2$



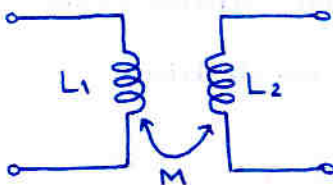
la n y la L en el lado que consideremos como primario

L = inductancia vista en 1^{ario} con 2^{ario} abierto

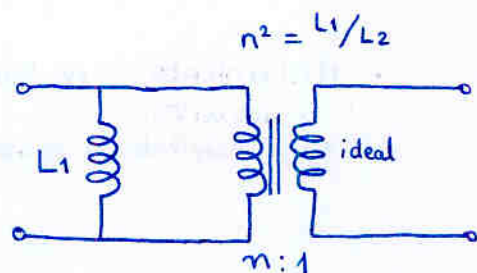
$$\eta^2 = \frac{L}{\text{inductancia vista en 2^{ario} con 1^{ario} abierto}}$$

El modelo (tanto el de K como el de $K=1$) sirve para transformadores y para autotransformadores

En el caso de un transformador real



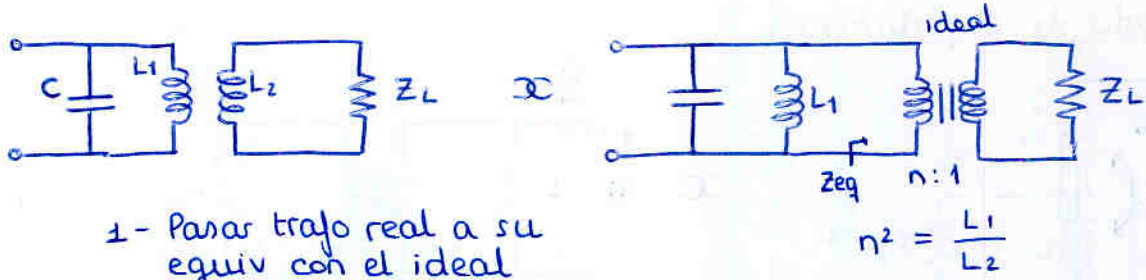
$$\Leftrightarrow \begin{cases} L = L_1 \\ \eta^2 = \frac{L_1}{L_2} \end{cases}$$



3.2.4.2 Transformadores Sintonizados

Añadimos un elemento reactivo para que resuene y actúe de filtro

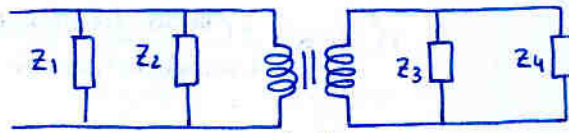
- Primario sintonizado: añadir C en primario



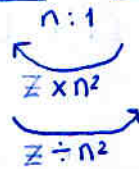
1- Pasar trajo real a su equiv con el ideal

2- Pasar las impedancias al mismo lado para tener red RLC

Truco: Pasar impedancias de un lado a otro

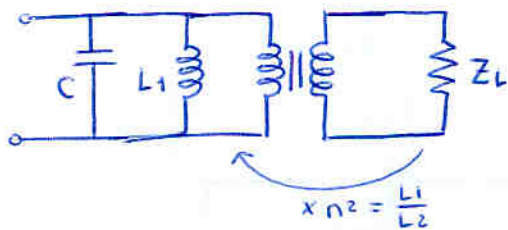


al revés si trabajamos con admitancias

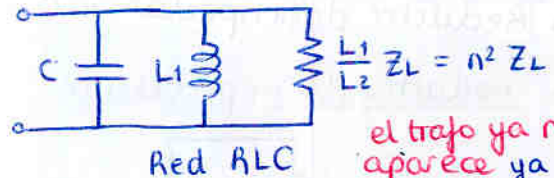


si Z es resistencia, $n^2 Z = n^2 R$
 si Z es condensador, $n^2 Z = n^2 \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j\omega \frac{C}{n^2}}$
 $n^2 Z \Rightarrow \frac{C}{n^2}$
 si trabajamos con admitancias $\frac{1}{n^2 Z} \Rightarrow \frac{1}{n^2} \frac{1}{Z} = \frac{1}{n^2 Z}$
 $n^2 Z \Rightarrow \frac{1}{n^2} \frac{1}{Z} = \frac{1}{n^2 Z}$
 $\frac{1}{n^2 Z} \Rightarrow \frac{1}{n^2} \frac{1}{Z} = \frac{1}{n^2 Z}$

se pueden ir pasando de una en una



$$x n^2 = \frac{L_1}{L_2}$$

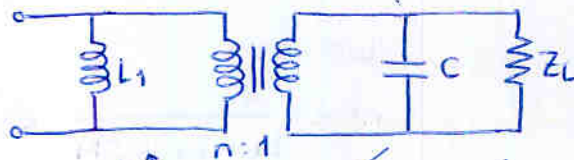
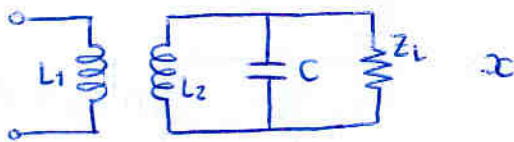


Red RLC

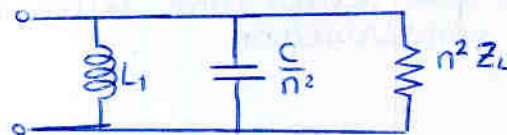
el trajo ya no aparece ya que es ideal y el UNICO efecto es multiplicar tensión y dividir corriente

↓
no afecta al filtro RLC

- Secundario sintonizado: añadir C en secundario



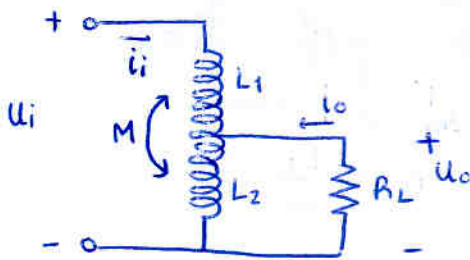
$x n^2$ (cuidado, al mult. imped. C se divide)
 $x n^2$



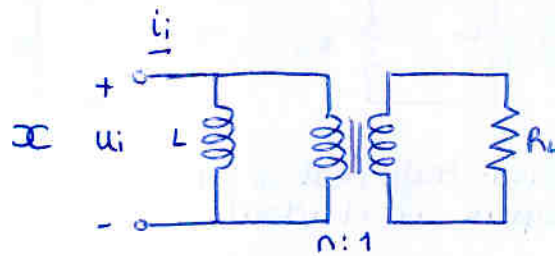
3.2.4.3 Autotransformadores

- Pierden la cualidad de aislamiento de los transformadores
- Ganan en acoplamiento $K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \cong 1$

◦ Elevador de impedancias



La 'forma' del circuito ya sugiere si es elevador o reductor de impedancia



aplicando la definición

$$L = L_{\text{primario}} \text{ (secundario abierto)}$$

$$n^2 = K^2 \frac{L_{\text{primario}} \text{ (secundario abierto)}}{L_{\text{secundario}} \text{ (primario abierto)}}$$

$$L = L_1 + L_2 + 2M \quad \text{contribución mutua entre } L_1 \text{ y } L_2 \quad \text{!}$$

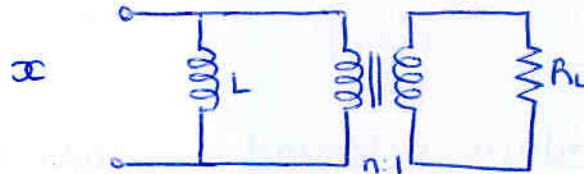
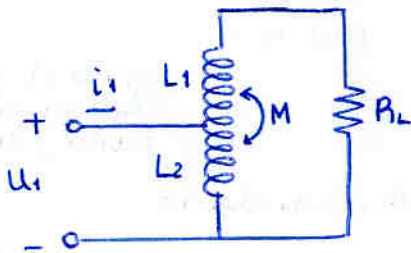
$$Z_{\text{eq}} = n^2 Z_L > Z_L$$

eleva la impedancia

$$n^2 = \frac{L_1 + L_2 + 2M}{L_2} > 1$$



◦ Reductor de impedancias

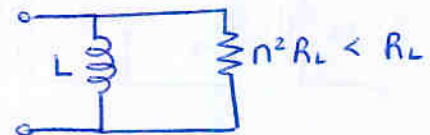


$$L = L_2$$

$$n^2 = \frac{L_2}{L_1 + L_2 + 2M} < 1$$

↓

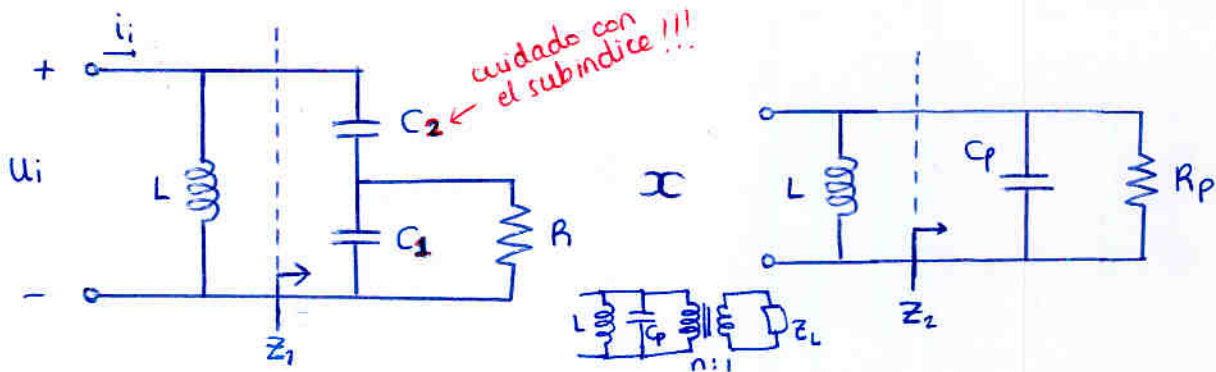
$$Z_{\text{eq}} = n^2 Z_L < Z_L \quad \text{reduce la impedancia}$$



- Para que actúe como filtro no hay más que añadirles un condensador.

3.2.5 Transformadores capacitivos

- Más baratos
- Sólo son elevadores (nunca reductores) de impedancia



Iguualando las partes real e imaginaria de Z de ambos circuitos (izquierda y derecha)

Se obtiene (hay que saber obtenerlo)

$$R_p = \frac{1 + \omega^2 R^2 (C_1 + C_2)^2}{\omega^2 R C_2^2}$$

$$C_p = \frac{C_2 + \omega^2 R^2 C_1 C_2 (C_1 + C_2)}{1 + \omega^2 R^2 (C_1 + C_2)^2}$$

las dan en formulario de examen. Las podemos usar directamente; pero pueden pedir demostrarlas.

Si se cumple $[\omega R (C_1 + C_2)]^2 \gg 1$

SIEMPRE comprobarlo en el examen

se puede simplificar

$$R_p \approx R \left[1 + \frac{C_1}{C_2} \right]^2$$

i.e. $n = 1 + \frac{C_1}{C_2}$

$$C_p \approx \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Demostración:

$$\begin{aligned} Z_1 &= Z_{C_2} + R // Z_{C_1} = \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{R / j\omega C_1}{R + 1/j\omega C_1} = \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{R}{j\omega C_1 R + 1} \\ &= \frac{1 + j\omega C_1 R + j\omega C_2 R}{j\omega C_2 (j\omega C_1 R + 1)} = \frac{1 + j\omega R (C_1 + C_2)}{j\omega C_2 (1 + j\omega C_1 R)} \end{aligned}$$

$$Z_2 = Z_{C_p} // Z_{R_p} = \frac{R_p / j\omega C_p}{R_p + 1/j\omega C_p} = \frac{R_p}{j\omega C_p R_p + 1}$$

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= Z_2 \\ \operatorname{Re}(Z_1) &= \operatorname{Re}(Z_2) \\ \operatorname{Im}(Z_1) &= \operatorname{Im}(Z_2) \end{aligned} \right\} \text{2 ecuaciones con 2 incógnitas}$$

Thevenin's theorem

Consider a circuit with a load resistor R_L connected to a network of resistors and voltage sources.



When the load resistor is removed, the open-circuit voltage V_{oc} is measured across the terminals. When the terminals are short-circuited, the short-circuit current I_{sc} is measured.

The Thevenin voltage V_{th} is equal to V_{oc} .

$$V_{th} = V_{oc} = \frac{I_{sc} R_L}{1 + I_{sc} R_L}$$

$$I_{sc} = \frac{V_{th}}{R_{th} + R_L}$$

When the load resistor is connected, the current I_L through the load resistor is given by:

The current I_L through the load resistor is given by:

$$I_L = \frac{V_{th}}{R_{th} + R_L}$$

The power P_L dissipated in the load resistor is given by:

$$P_L = I_L^2 R_L = \left(\frac{V_{th}}{R_{th} + R_L} \right)^2 R_L$$

$$P_L = \frac{V_{th}^2 R_L}{(R_{th} + R_L)^2}$$

For maximum power transfer:

$$\frac{dP_L}{dR_L} = 0 \Rightarrow \frac{d}{dR_L} \left(\frac{V_{th}^2 R_L}{(R_{th} + R_L)^2} \right) = 0$$

$$\frac{V_{th}^2 (R_{th} + R_L)^2 - 2R_L (R_{th} + R_L)}{(R_{th} + R_L)^4} = 0$$

$$\frac{V_{th}^2 (R_{th} + R_L) - 2R_L (R_{th} + R_L)}{(R_{th} + R_L)^3} = 0$$

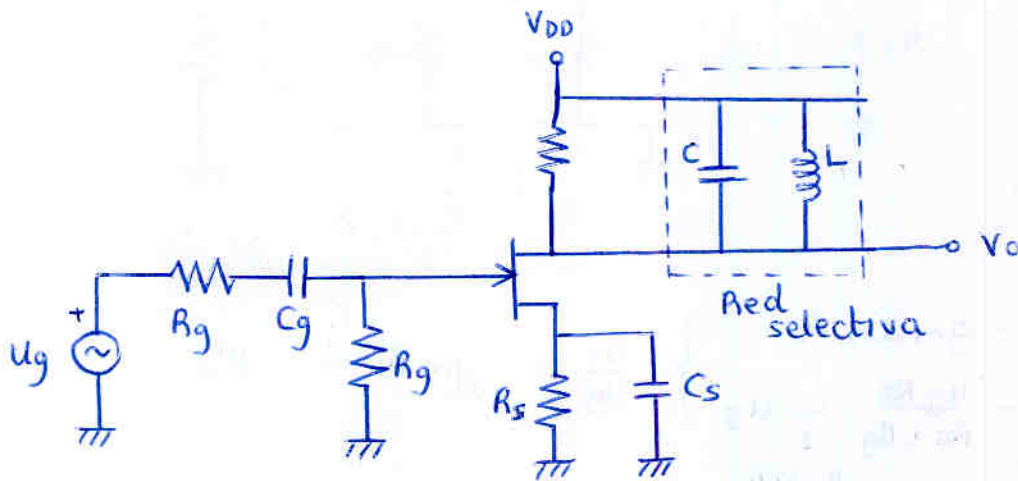
Therefore, for maximum power transfer:

$$R_L = R_{th}$$

3.3 Amplificadores Sintonizados

Problema Análisis

Obtener la función de transferencia del siguiente amplif. sintonizado:



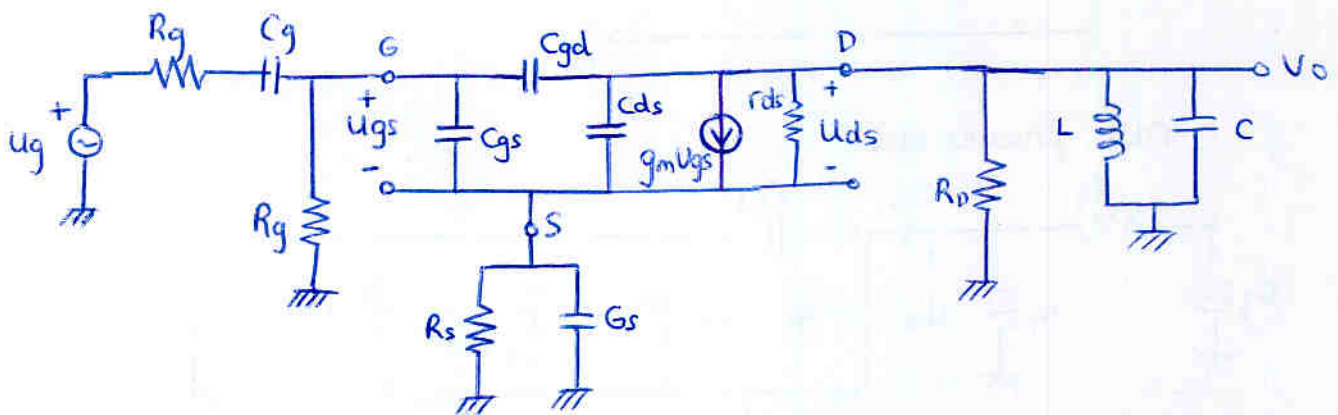
Datos:

$$\begin{aligned} C_s \text{ y } C_g &\rightarrow \infty \\ R_D &= 6 \text{ k}\Omega \\ R_C &= 2 \text{ M}\Omega \\ R_g &= 50 \Omega \end{aligned}$$

modelo en π :

$$\begin{aligned} g_m &= 2 \text{ mmho} \\ r_{ds} &= 13 \text{ k}\Omega \\ C_{gs} &= 5 \text{ pF} \\ C_{gd} &= C_{ds} = 1 \text{ pF} \end{aligned}$$

Hacemos el modelo en π (en alterna \rightarrow alim. a masa)



Bajas y medias frecuencias:

- C_{gs}, C_{gd}, C_{ds} muy bajos

$$\frac{1}{j\omega C} \rightarrow \infty$$

\hookrightarrow Circuito abierto

- C_s, C_g muy altos

\hookrightarrow cortocircuito

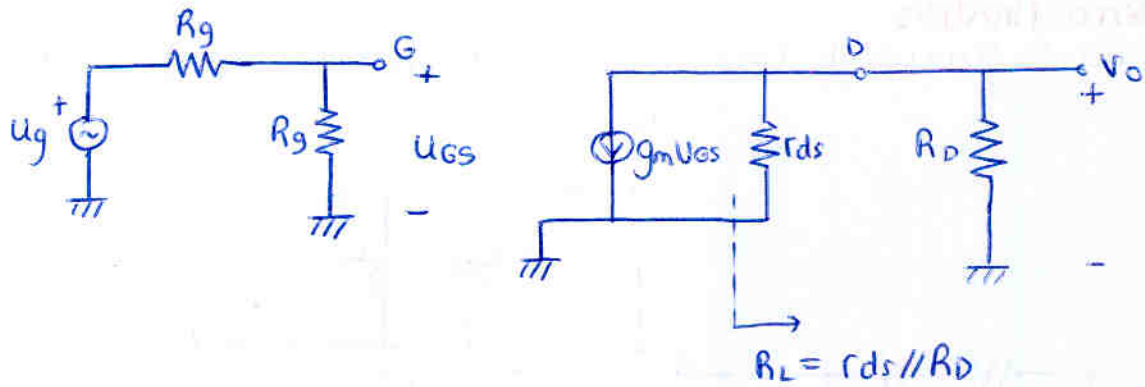
Alta frec:

- C_{gs}, C_{gd}, C_{ds} hay que considerarlos

- C_s, C_g

\hookrightarrow cortocircuito

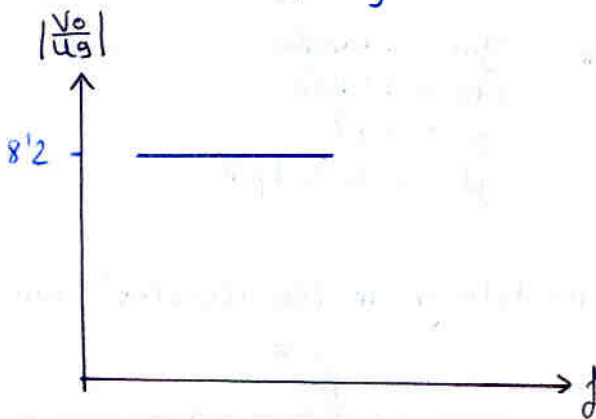
Media baja frecuencia



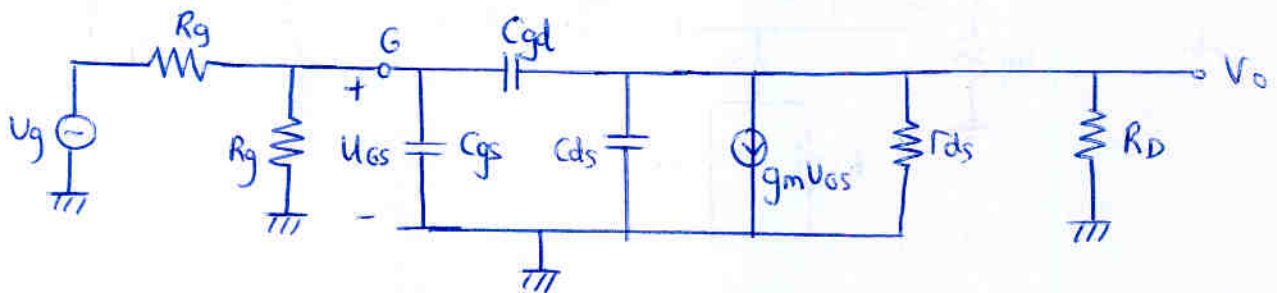
$$V_o = -g_m U_{gs} R_L$$

$$U_{gs} = \frac{U_g R_G}{R_G + R_g} \approx U_g \quad \left. \vphantom{U_{gs}} \right\} \frac{V_o}{U_g} = -g_m R_L = -8'2$$

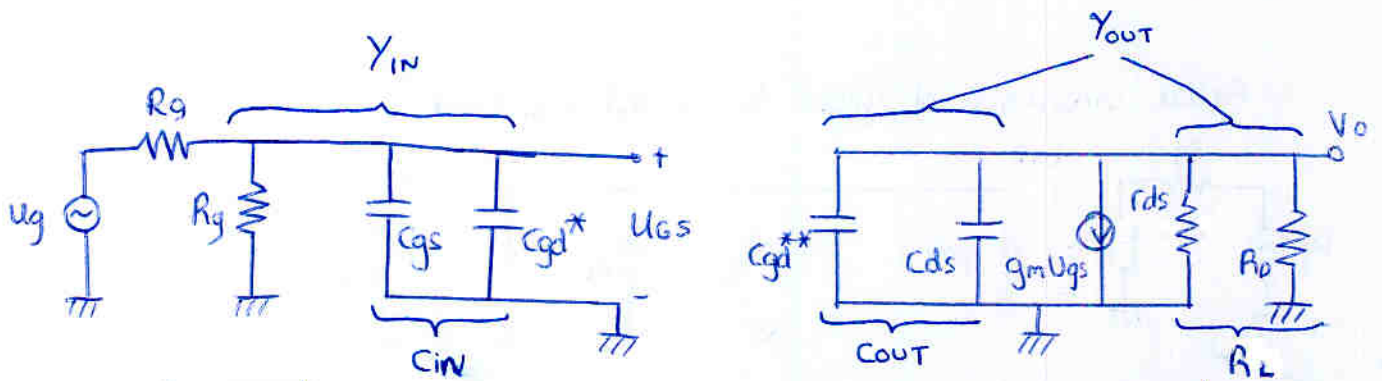
$R_G \gg R_g$



Alta frecuencia



Para facilitar el análisis, usamos el teorema de Miller para desdoblar C_{gd} (molesta mucho ya que representa la realimentación) utilizamos la aproximación de Miller



Se cumple:

Teorema de Miller

$$C_{gd}^* = C_{gd} (1 - A_v)$$

$$C_{gd}^{**} = C_{gd} \frac{A_v - 1}{A_v}$$

Aproximación de Miller:

A_v es justo lo que buscamos, así que la consideramos como la ganancia a frecs. medias.

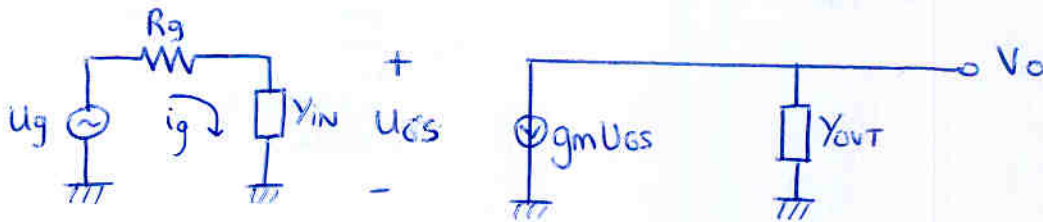
$$C_{IN} = C_{gs} + C_{gd}^*$$

$$Y_{IN} = \frac{1}{R_g} + j\omega C_{IN}$$

$$C_{OUT} = C_{gd}^{**} + C_{ds}$$

$$Y_{OUT} = \frac{1}{R_L} + j\omega C_{OUT}$$

El circuito queda:



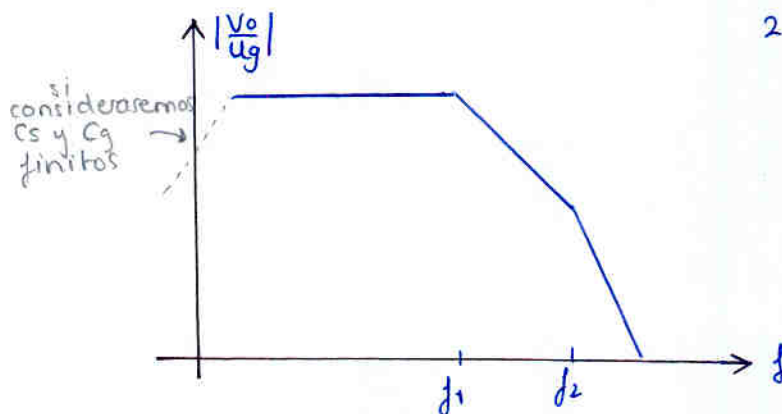
$$V_o = \frac{-g_m U_{gs}}{Y_{out}}$$

$$U_g = U_{gs} + R_g \frac{U_{gs} Y_{IN}}{i_g}$$

$$V_o = -\frac{g_m}{Y_{out}} \cdot \frac{U_g}{1 + R_g Y_{IN}}$$

$$\frac{V_o}{U_g} = \frac{-g_m}{Y_{out} (1 + R_g Y_{IN})} = \frac{-g_m}{\left(\frac{1}{R_L} + j\omega C_{out}\right) \left(1 + R_g \left[\frac{1}{R_g} + j\omega C_{in}\right]\right)}$$

$$\frac{1}{R_g} \ll \omega C_{in} \quad \approx \quad \frac{-g_m}{\left(\frac{1}{R_L} + j\omega C_{out}\right) (1 + j\omega C_{in} R_g)} = \frac{-g_m R_L}{(1 + j\omega C_{out} R_L) (1 + j\omega C_{in} R_g)}$$

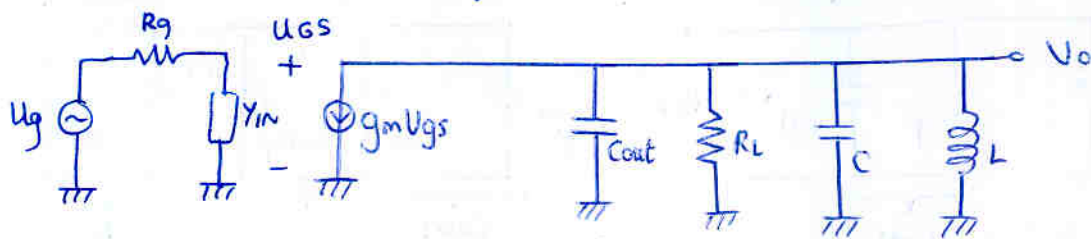


2 polos (filtro paso bajo)

$$\omega_2 = \frac{1}{R_L C_{out}} = 116 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{R_g C_{in}} = 14'1 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$$

Falta considerar el efecto de la red selectiva



$$C_T = C_{OUT} + C$$

Cuidado: los condensadores del amplificador también interviene en la red RLC

$$\frac{V_o}{i_e} = \frac{V_o}{-g_m U_{GS}} = \frac{R_L}{1 + j(\omega R_L C_T - \frac{R_L}{\omega L})}$$

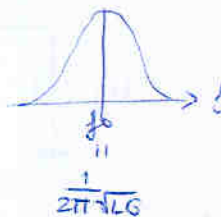
$$\frac{V_o}{U_{GS}} = \frac{-g_m R_L}{R_L + j(\omega R_L C_T - \frac{R_L}{\omega L})}$$

$$\frac{U_{GS}}{U_g} = \frac{Y_{IN}}{R_g + \frac{1}{Y_{IN}}} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}}$$

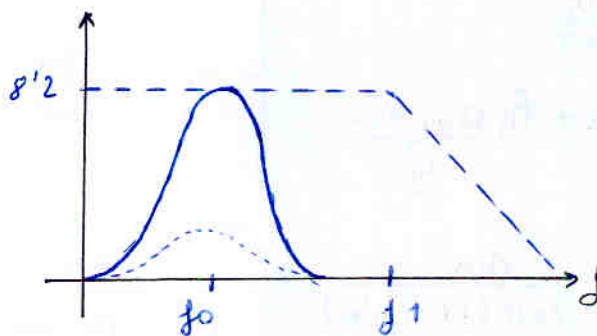
$$\frac{V_o}{U_g} = \frac{-g_m R_L}{(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}) \left(1 + j(\omega R_L C_T - \frac{R_L}{\omega L})\right)}$$

polo que tenemos en ω_1 ya no aparece el de ω_2

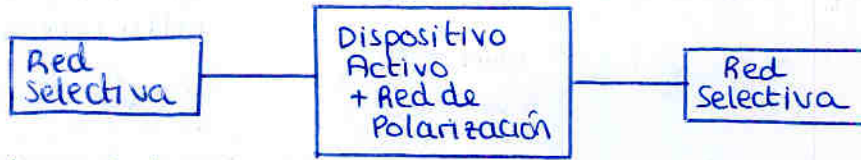
Red RLC



La ganancia la da el amplificador.
Si $f_0 < f_1$, aprovechamos al máximo la ganancia del transistor.

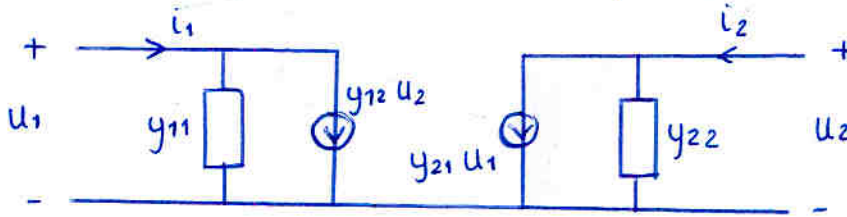


3.3.2. Diseño de Amplificadores Sintonizados Monoetapa



Las redes selectivas además de actuar como filtros sirven para adaptar impedancias.

Utilizamos parámetros Y (son los que suele dar el fabricante)



Los valores $\left\{ \begin{array}{l} \cdot \text{Dependen de la frecuencia de trabajo} \\ \cdot \text{Dependen del punto de polarización.} \end{array} \right.$

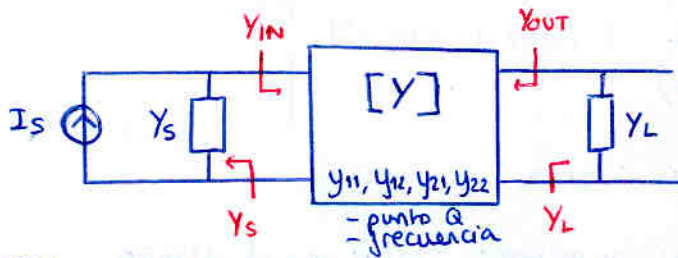


Criterios Diseño:

- Transistor Estable (que no oscile) \rightarrow cuidado con y_{12} \rightarrow realimentación
- Bajo Ruido
- Máxima Transferencia de potencia in/out

no lo estudiamos este curso

Máxima transf de potencia:



el bloque $[Y]$ puede ser un transistor o una agrupación de ellos.
si es un C.J. el fabricante da graficas de parámetros Y de todo el bloque

queremos:

$$IN: \quad Y_{in} = \overline{Y}_s \quad \left\{ \begin{array}{l} g_{in} = g_s \\ b_{in} = -b_s \end{array} \right.$$

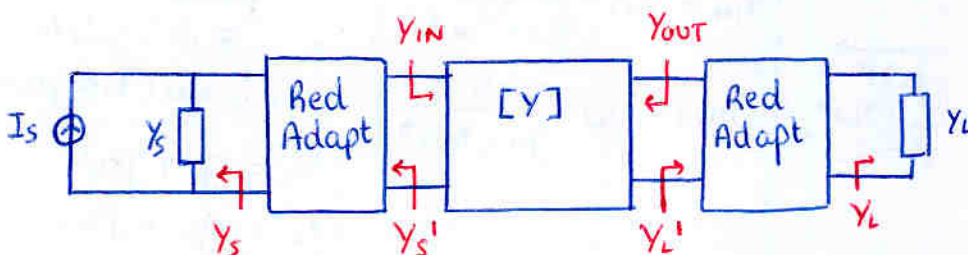
$$Y_{in} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + Y_L}$$

$$OUT: \quad Y_{out} = \overline{Y}_L \quad \left\{ \begin{array}{l} g_{out} = g_L \\ b_{out} = -b_L \end{array} \right.$$

$$Y_{out} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + Y_s}$$

siendo:

Es difícil lograr que se cumplan esas condiciones
solución:



$$Y_{in} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + Y_L'}$$

$$Y_{out} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + Y_s'}$$

Si ahora igualamos: $Y_{IN} = Y_S^* \Rightarrow \begin{cases} g_{IN} = g_S' \\ b_{IN} = -b_S' \end{cases}$

$Y_{OUT} = Y_L^* \Rightarrow \begin{cases} g_{OUT} = g_L' \\ b_{OUT} = -b_L' \end{cases}$

Y_L e Y_S conocidas
 $y_{11}, y_{12}, y_{21}, y_{22}$ conocidos
 falta conocer Y_L' e Y_S'

siendo $Y = g + jb$

De estas 4 formulas se deducen las ecuaciones para g_S', b_S', g_L', b_L' que dan en formulario y que sólo dependen de los parámetros del transistor

$$Y_S' = g_S + jb_S = Y_{IN}^*$$

$$Y_L' = g_L + jb_L = Y_{OUT}^*$$

$$\left\{ \begin{aligned} g_S &= \frac{\sqrt{(2g_{11}g_{22} - \text{Re}[y_{21}y_{12}])^2 - |y_{21}y_{12}|^2}}{2g_{22}} \\ b_S &= -b_{11} + \frac{\text{Im}(y_{12}y_{21})}{2g_{22}} \end{aligned} \right.$$

$$\left\{ \begin{aligned} g_L &= \frac{\sqrt{(2g_{11}g_{22} - \text{Re}[y_{21}y_{12}])^2 - |y_{21}y_{12}|^2}}{2g_{11}} \\ b_L &= -b_{22} + \frac{\text{Im}(y_{12}y_{21})}{2g_{11}} \end{aligned} \right.$$

En las expresiones de g_S' y g_L' aparece una raíz que debe ser positiva para que tenga sentido físico.

De ahí se deduce la condición:

$$|2g_{11}g_{22} - \text{Re}[y_{11}y_{12}]| > |y_{21}y_{12}|$$

no es ningún condensador

$$C = \frac{|y_{12}y_{21}|}{2g_{11}g_{22} - \text{Re}(y_{12}y_{21})} \quad \text{Factor de Linvill}$$

$C < 1 \rightarrow$ Estable; no oscila

$C \geq 1 \rightarrow$ Puede oscilar, no podemos seguir con el diseño (Hay que hacer comprobación con factor de Stern que no vemos este año)

Nota: para verlo de manera simple

$$\left\{ \begin{aligned} Y_{IN} &= y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + Y_L'} \\ Y_{OUT} &= y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + Y_S'} \end{aligned} \right. \xrightarrow{\text{MTP}} \left\{ \begin{aligned} Y_{IN} &= y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + Y_{IN}^*} \\ Y_{OUT} &= y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + Y_{OUT}^*} \end{aligned} \right.$$

se obtienen las fórmulas para g_S', b_S', g_L', b_L' para que hagamos

$$\begin{cases} Y_S' = g_S' + jb_S' \\ Y_L' = g_L' + jb_L' \end{cases}$$

Resultado que en realidad utilizaremos para Y_{IN} e Y_{OUT}

$$\begin{cases} Y_{IN} = g_S' - jb_S' \\ Y_{OUT} = g_L' - jb_L' \end{cases}$$

Problema de examen Septiembre 2002

(1)

Datos:

- Amplif sintonizado FI de FM. → saber de memoria FI de FM = $f_0 = 10^7 \text{ MHz}$
- AB = 200 kHz

- $Z_s = 50 \Omega$
- $Z_L = 50 \Omega // 5 \text{ pF}$

Lo hacemos con transistor
Parámetros ya FI de FM:

$$y_{11} = 15.3 + 18j \text{ mmho}$$

$$y_{12} = 0 - 0.06j \text{ mmho}$$

$$y_{21} = 29 - 10j \text{ mmho}$$

$$y_{22} = \underbrace{0.29}_{g_{ii}} + \underbrace{0.6j}_{b_{ii}} \text{ mmho}$$

! $\cdot 10^{-3}$
¡ mucha gente se olvida en el examen!

- Punto Q
 $V_{ce} = 10 \text{ V}$
 $I_c = 1 \text{ mA}$

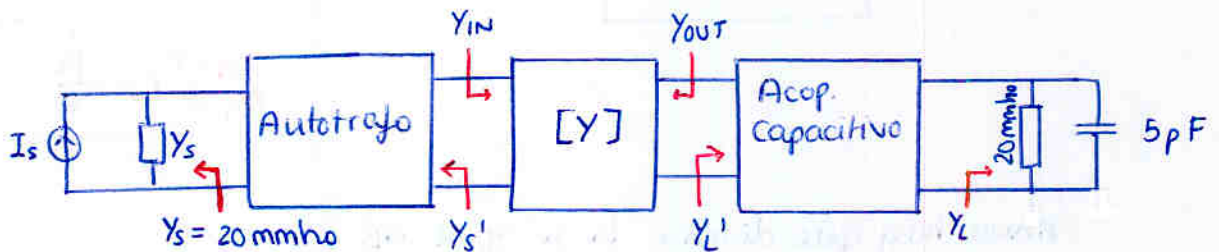
a) (0.5) ¿Diseño? → $C < 1$?

Nos dan la fórmula:
$$C = \frac{|y_{12} y_{21}|}{|2g_{ii} g_{zz} - \text{Re}(y_{12} y_{21})|} = 0.1942 < 1$$

Era de esperar ya que la realim. (y_{12}) es baja

$C < 1 \Rightarrow$ no hay oscilación; circuito estable

b) (2.5) Diseñar redes adaptadoras autotransformador IN / Acop. Capacitivo OUT.



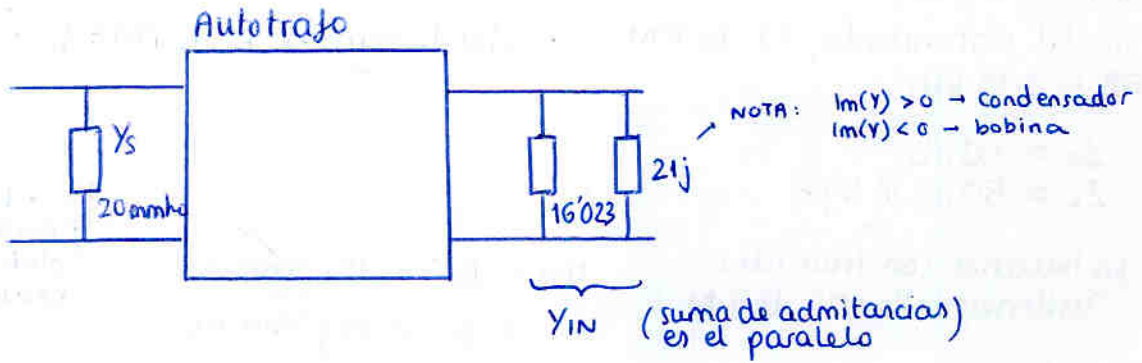
$$\left\{ \begin{aligned} g_{s'} &= \frac{\sqrt{(2g_{ii}g_{zz} - \text{Re}(y_{12}y_{21}))^2 - |y_{12}y_{21}|}}{2g_{zz}} = 16.023 \text{ mmho} \\ g_{l'} &= \dots = 0.3037 \text{ mmho} \\ b_{l'} &= -0.6568 \text{ mmho} \\ b_{s'} &= -21 \text{ mmho} \end{aligned} \right.$$

$$\hookrightarrow Y_{s'} = 16.023 - 21j \text{ mmho} = Y_{IN}^*$$

$$\hookrightarrow Y_{l'} = 0.3037 - 0.6568j \text{ mmho} = Y_{OUT}^*$$

↑
Max. Transf. Pot.

Entrada \rightarrow Autotrafo



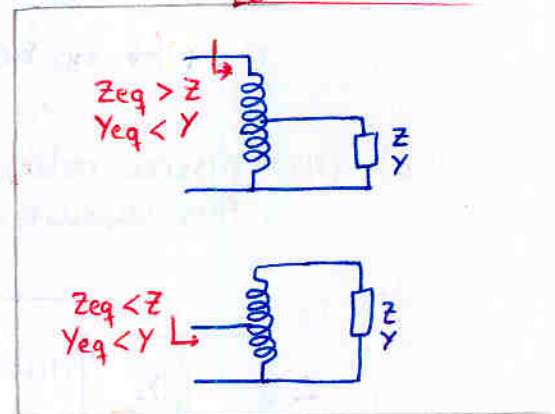
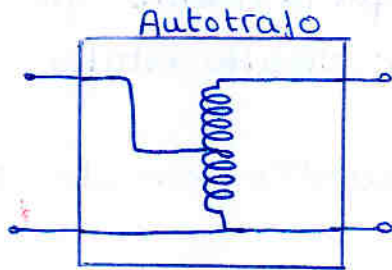
¿ Red reductora o elevadora?
 Nos fijamos en la parte real (los elementos reactivos van a resonar con los elementos reactivos que hayan en el autotrafo)

$$\text{Re}(Y_s) = 20 \text{ mmho} > 16'023 \text{ mmho} = \text{Re}(Y_{IN})$$

¡ CUIDADO! esto es con admitancias

$$\frac{1}{\text{Re}(Y_s)} = 50 \Omega < 62 \Omega = \frac{1}{\text{Re}(Y_{IN})}$$

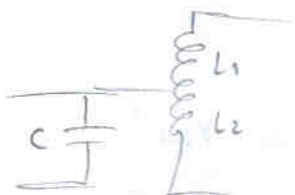
Reductor Y
 \downarrow
 Elevador Z
 y viceversa



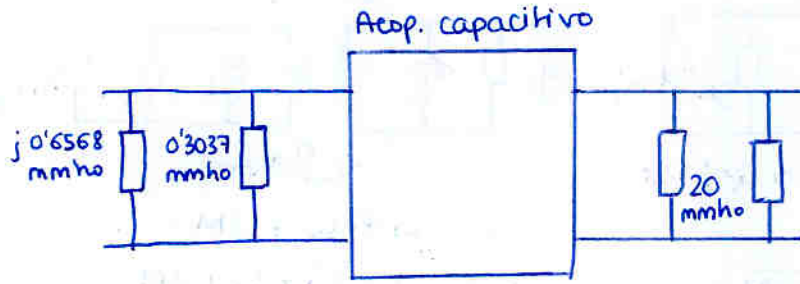
Ahora hay que diseñar la fo y el AB

Añado un condensador para que resuene con la bobina (aunque ya resuena con el condensador de Y_{IN} , añadimos nuestro condensador para aumentar nuestros grados de libertad)

El condensador podemos ponerlo antes o después de la bobina (da igual)



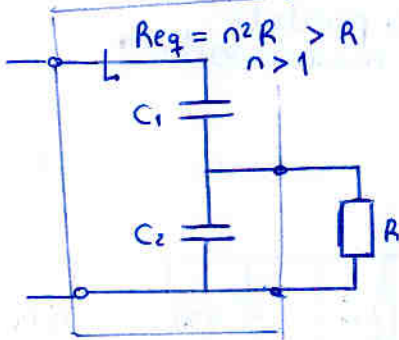
Salida → Acop. capacitivo



SUPONEMOS $\omega = \omega_c$
 Ya que siempre trabaja
 alrededor de ω_c .
 En realidad
 variara
 ligeramente

$$j \cdot 2\pi \cdot 10^7 \text{ MHz} \cdot 5 \text{ pF} \\ = j \cdot 0'3362 \text{ mmho}$$

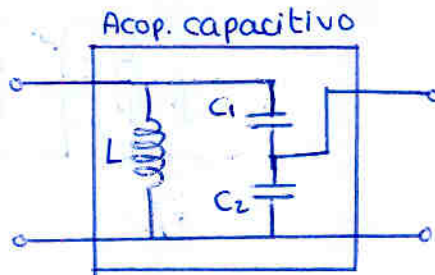
El acop. capacitivo es mas barato, pero
 El acop. capacitivo siempre es:



En efecto vemos que tiene sentido,
 ya que

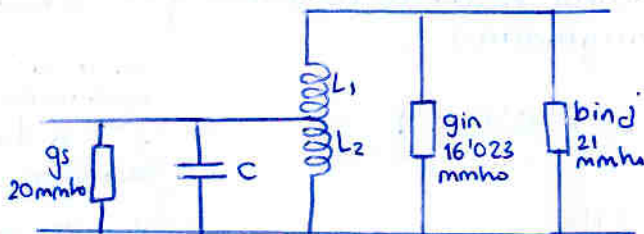
$$\frac{1}{0'3037} > \frac{1}{20} \\ 3293 \Omega > 50 \Omega$$

Ademas añadimos bobina para conseguir resonancia



Ahora ya solo queda diseñar L_1, L_2, C, C_1, C_2 y L

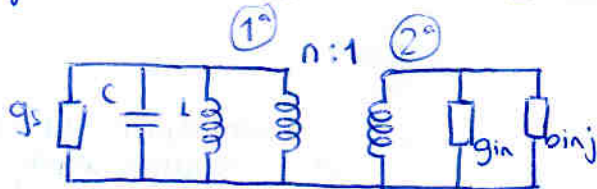
Diseño de autotransformador de entrada



• Queremos circuito RLC

↳ utilizamos modelo equivalente
 (hay que elegir cual será el
 primario, no importa cual
 eligamos, pero mantengamos
 la elección.
 Veamos sin embargo, ambos
 casos)

eligiendo el de la izquierda como 1º:

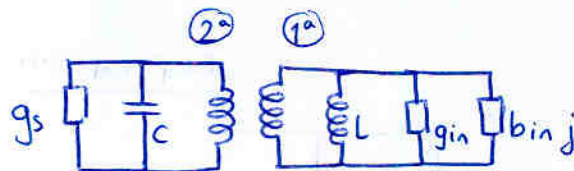


$$L = L_2 \quad Z \times n^2 \Rightarrow G = \frac{1}{Z} / n^2$$

$$n^2 = k^2 \frac{L_2}{L_1 + L_2 + 2M}$$

$$M = \sqrt{L_1 L_2}$$

ó, eligiendo el de la derecha como 1º



$$L = L_1 + L_2 + 2M$$

$$n^2 = k^2 \frac{L_1 + L_2 + 2M}{L_2}$$

Objetivo: poner todos los elementos en paralelo.
Tenemos que pasar todo a un mismo lado
i.e. dos posibilidades

Pasándolo todo al 1º



o pasándolo todo al 2º

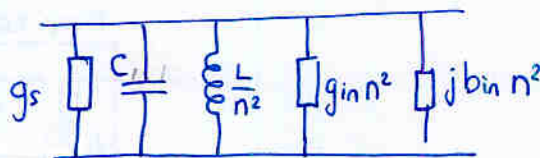


CUIDADO!
Multiplicamos
porque es
admitancia

Pasando todo al 1º



o pasándolo todo al 2º



por ser ideal solo afecta
a que cambia la tensión,
para estudiar
 f_c , BW, etc...
no importa la
tensión
en el modelo ideal
esto no actúa
como bobina,
para eso ya está
la L del modelo

Condiciones a aplicar

1. M.T.P. (máxima transferencia de potencia)

A la frecuencia central los elementos reactivos resuenan y se cancelan
i.e. no me fijo en las partes imaginarias.

igualando parte real: $g_s = \frac{g_{in}}{n^2} \rightarrow n^2 = 0.8 < 1$ vamos bien

2. Ancho de banda = 200 kHz

$$AB = \frac{1}{2\pi R_T C_T}$$

como me lo dan en Hz,
pongo 2π

$$R_T = \frac{1}{g_s + \frac{g_{in}}{n^2}} \approx \frac{1}{2g_s}$$

$g_s = g_{in}/n^2$

en los circuitos
cambiando 1º y
2º n da justo
la inversa:

$$g_{in} = g_s / n^2$$

$$n^2 = \frac{1}{0.8}$$

C_T cuidado $j \frac{b_{in}}{n^2}$ es > 0 \Rightarrow tambien en condensador \uparrow admitancia > 0 !!!!

$$j \frac{b_{in}}{n^2} = 21j = j\omega C$$

tomando $\omega = \omega_c$

$$C_{in} = \frac{b_{in}}{\omega n^2} = 0'39 \text{ nF}$$

$$C_T = C + C_{in}$$

Substituyendo:

$$AB = \frac{1}{2\pi C_T R_T} = \frac{g_s}{\pi(C + C_{in})} = 200 \text{ kHz} \rightarrow C = 31'4 \text{ nF}$$

\uparrow
vemos que al añadir C ahora podemos ajustar el AB (todo lo demás está fijo)

\uparrow
Siempre sale el mismo condensador independientemente de que lado del trafo hemos elegido como primario

3. frecuencia central = $10'7 \text{ MHz}$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_T L_T}} = 10'7 \text{ MHz}$$

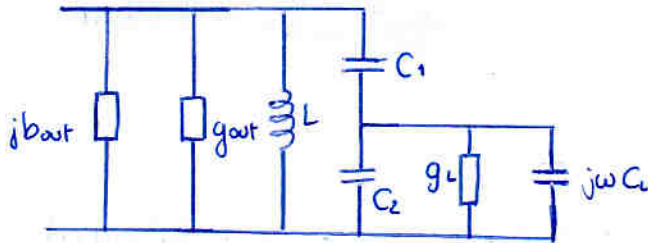
$$L_T = L = L_2 \rightarrow L_2 = 6'95 \text{ nH}$$

y como teniamos

$$n^2 = k^2 \frac{L_2}{L_1 + L_2 + 2\sqrt{L_1 L_2}} = 0'8 \rightarrow L_1 = 46'7 \text{ nH}$$

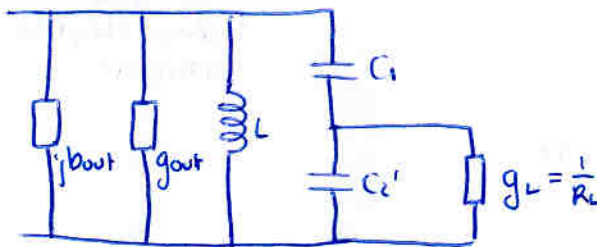
NOTA: El condensador C que añadimos hay que ponerlo a un lado o a otro del autotrafo indistintamente; en los cálculos de arriba lo hemos puesto a la entrada de la red de entrada. Si lo hubieramos puesto al otro lado habria dado $C = 31'44 \text{ nF} \cdot n^2$

Diseño Red Salida



para aplicar el modelo habrá que agrupar C_2 y C_L

$$C_2' = C_2 + C_L$$



Condiciones a cumplir

1. MTP

$$R_p = \frac{1}{g_{out}} = R_L \cdot \left(1 + \frac{C_2'}{C_1}\right)^2 \rightarrow \frac{C_2'}{C_1} = 7'11$$

2. Ancho de banda = 200 kHz

$$AB = \frac{1}{2\pi C_T R_T} = \frac{g_{out}}{\pi (C_p + C_{out})} \rightarrow C_p = 473'6 \text{ pF} = \frac{C_1 C_2'}{C_1 + C_2'}$$

$$R_T = \frac{1}{2g_{out}}$$

$$C_T = C_p + C_{out}$$

no olvidarse $\frac{b_{out}}{\omega} = 9'76 \text{ pF}$

Por tanto:

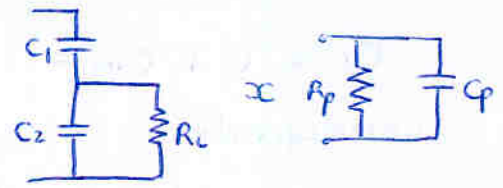
$$\left. \begin{aligned} \frac{C_2'}{C_1} &= 7'11 \\ \frac{C_1 C_2'}{C_1 + C_2'} &= 473'6 \text{ pF} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} C_1 &= 0'54 \text{ nF} \\ C_2 &= 3'84 \text{ nF} \\ \uparrow \\ C_2 &= C_2' - C_L \end{aligned}$$

3. Frecuencia resonancia

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_T C_T}} = 10'7 \text{ MHz} \rightarrow L_T = 0'457 \mu\text{H}$$

\downarrow
483'36 pF

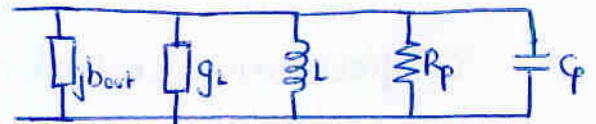
Para aplicar el modelo



$$C_p = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

$$R_p = R_L \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)^2$$

$$(\omega_0 R (C_1 + C_2))^2 \gg 1$$

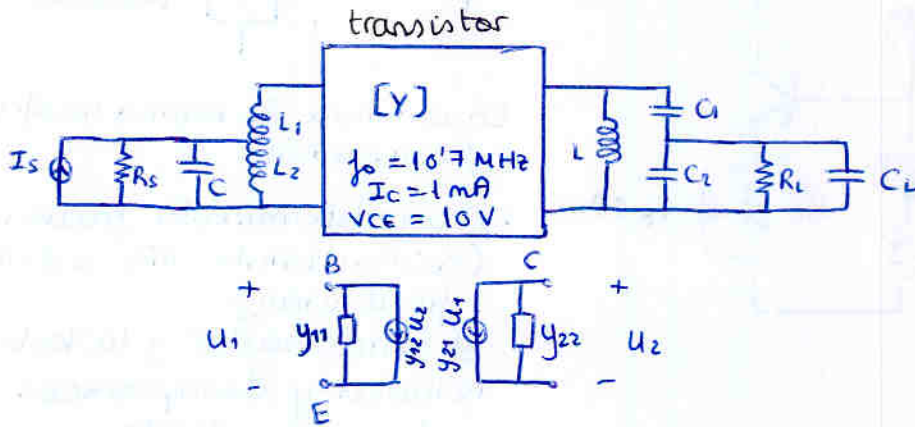


$$R_p = R_L \left(1 + \frac{C_2'}{C_1}\right)^2$$

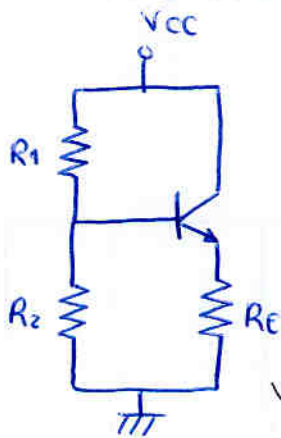
$$C_p = \frac{C_1 C_2'}{C_1 + C_2'}$$

Comprobar $(\omega_0 R (C_1 + C_2))^2 \gg 1$

Diseño red polarización



en realidad, el transistor

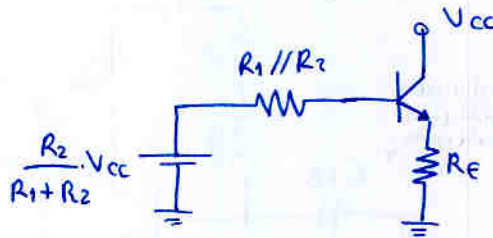


Datos:

- $V_{CC} = 20 \text{ V}$
- $I_B \approx 0$
- $V_{BE} = 0.7$
- $R_E = 1k$

$$V_{CC} - V_{CE} - I_C R_E = 0$$

Hallar R_1 y R_2

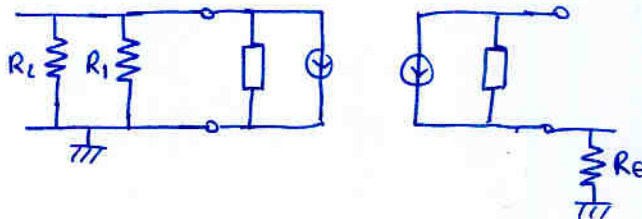


$$V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{BE} - I_C R_E = 0$$

$$\frac{R_1}{R_2} = 0.87 \quad \begin{cases} R_2 = 1k \\ R_1 = 870 \Omega \end{cases}$$

Ahora piden lo importante:

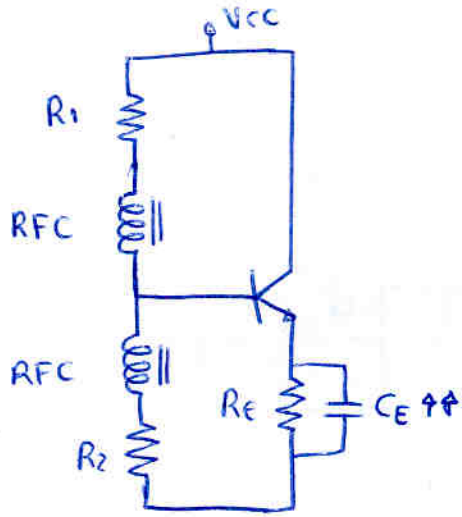
Hay que hacer algo para quitarnos de en medio R_1 , R_2 y R_3 ya que el modelo en Y se ve modificado



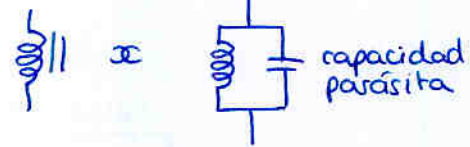
este no es el modelo que habiamos utilizado para calcular las redes de adaptación sobran R_1 , R_2 y R_E

Para eliminar $R_E \rightarrow$ condensador en paralelo

Para eliminar $R_1, R_2 \rightarrow$ circuito de choque de radiofrecuencia

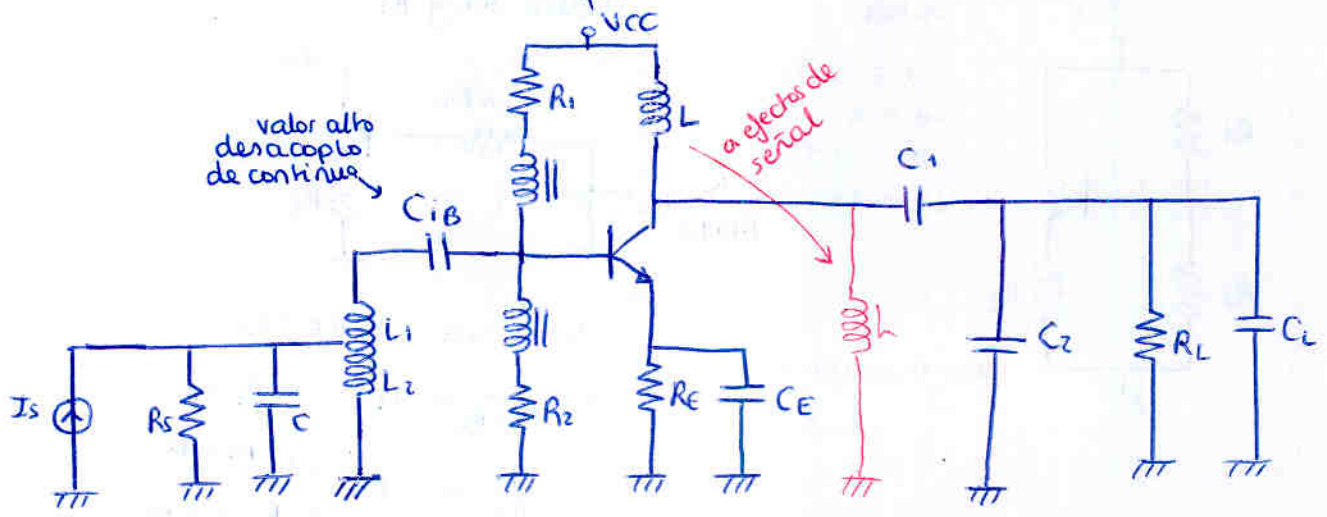


siendo



- En continua la bobina no afecta a la polarización
- A una determinada frecuencia (señal) (existen distintos RFC a distintas frecuencias) el condensador y la bobina resuenan y desaparecen
 ↳ circuito abierto
 ↳ elimina efectos de R_1 y R_2

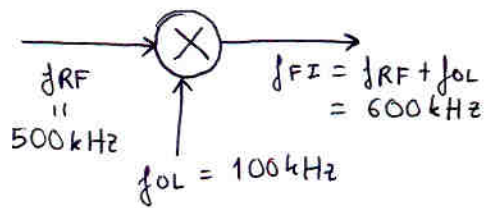
El circuito total queda:



valor alto desacoplo de continua

a efectos de señal

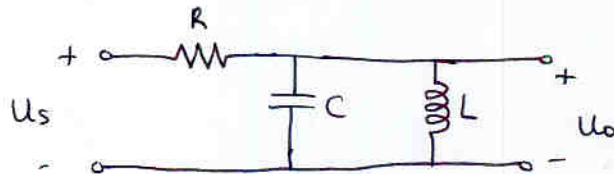
Problema
Septiembre 2003



Aparecen productos intermodulación

- $f_{PI_1} = 200 \text{ kHz}$
- $f_{PI_2} = 400 \text{ kHz}$
- $f_{PI_3} = 800 \text{ kHz}$
- $f_{PI_4} = 1000 \text{ kHz}$
- $f_{PI_5} = 1200 \text{ kHz}$

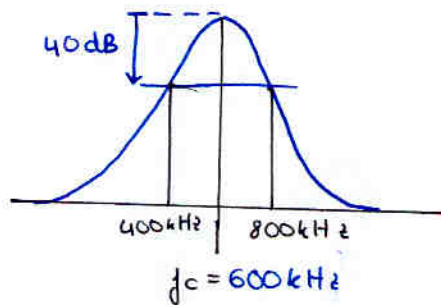
Diseñar la red selectiva que atenúe los P.I. como mínimo 40 dB



Dato: $C = 10 \text{ nF}$

Calcular R y L

Lo que en realidad pide el problema es:



Nota: es una red RLC si haces equivalente Norton a la entrada (A queda en paralelo)

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \rightarrow L = 7.04 \mu\text{H}$$

$$\left| \frac{U_o}{U_s} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(R\omega C - \frac{R}{\omega L} \right)^2}}$$

Las condiciones son:

$$20 \log \left| \frac{U_s}{U_o} \right|_{f=f_c} - 20 \log \left| \frac{U_s}{U_o} \right|_{f=800 \text{ kHz}} \geq 40 \text{ dB} \xrightarrow{\text{despejar}} R > 3186.2 \Omega_{R_1}$$

$$20 \log \left| \frac{U_s}{U_o} \right|_{f=f_c} - 20 \log \left| \frac{U_s}{U_o} \right|_{f=400 \text{ kHz}} \geq 40 \text{ dB} \xrightarrow{\text{despejar}} R > 4544.1 \Omega_{R_2}$$

No son iguales porque la función de transferencia no es simétrica
Escojamos la más restrictiva:

$$AB = \frac{1}{2\pi CR} \rightarrow \begin{cases} AB_1 = 4995 \text{ Hz} \\ AB_2 = 3503 \text{ Hz} \end{cases}$$

tomamos esta y seguro que la otra cond. se cumple

The probability of finding a particle in a region of width Δx is given by the integral of the probability density function over that region.



The wavefunction $\psi(x)$ is a function of position x . The probability density is $|\psi(x)|^2$. The total probability of finding the particle somewhere in the well is 1.

The wavefunction must be continuous and finite. It must also be normalized so that the total probability is 1.

The wavefunction is a solution to the Schrödinger equation.

The wavefunction is a complex-valued function. The probability density is the square of its magnitude.



$$P(x) = |\psi(x)|^2$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} |\psi(x)|^2 dx = 1$$

The wavefunction is a solution to the Schrödinger equation. The energy eigenvalues are determined by the boundary conditions.

$$\psi(x) = A \sin(kx) + B \cos(kx)$$

$$E = \frac{\hbar^2 k^2}{2m}$$

The wavefunction is a solution to the Schrödinger equation. The energy eigenvalues are determined by the boundary conditions.

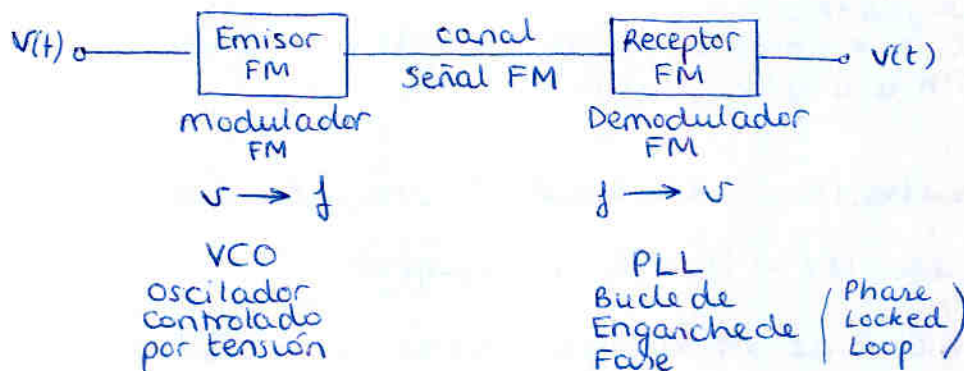
The wavefunction is a solution to the Schrödinger equation. The energy eigenvalues are determined by the boundary conditions.

Tema 4. Bucles de Enganche de Fase (PLL)

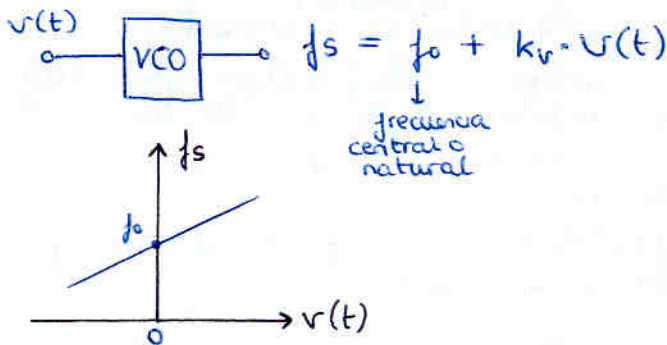
4.1. Introducción

- Modulación lineal: varía la amplitud de la portadora
- Modulación angular: varía la fase o la frecuencia de la portadora
 - ↳ Principal ventaja: inmunidad al ruido y a interferencias electromagnéticas (ya que el ruido afecta a la amplitud)

El PLL se utiliza para modular y demodular en frecuencia (ya sea analógica (FM) o digital (FSK))



VCO: modulador de frecuencia



Convierte información en forma de tensión en información en forma de frecuencia.

PLL: demodulador de frecuencia

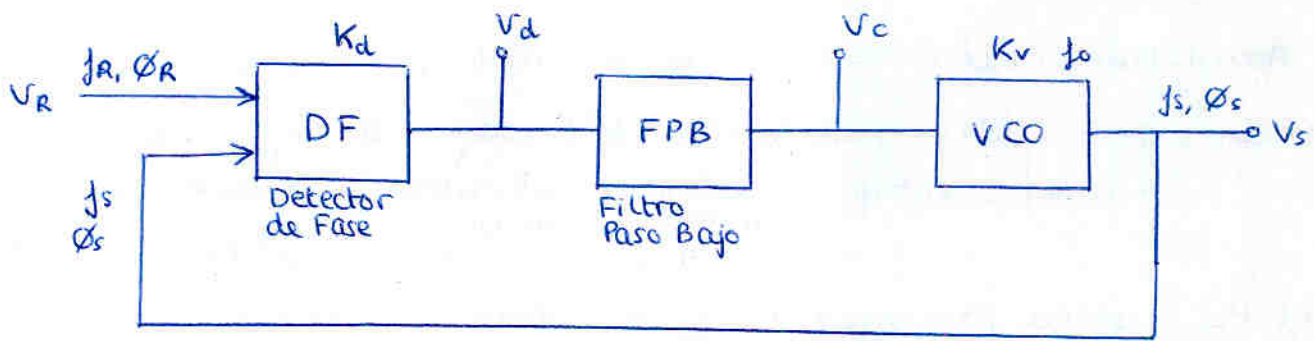
- Inventado en 1932
- No se utilizó hasta los 60

Permite resolver la electrónica de comunicaciones de forma integrada.

Nos permiten evitar las 'malditas' bobinas: grandes e imprecisas
↳ Permite circuitos integrados

Complicado de entender como funciona, pero fácil de diseñar: ya que disponemos de un modelo matemático simple igual que un transistor BJT

4.2 Estructura y funcionamiento



Realimentado negativamente:

la realim. negat. se encarga continuamente de sincronizar o enganchar la entrada y la salida.

En el estado enganchado o sincronizado se verifican 2 cosas:

1- Error de fase $\phi_e = \phi_R - \phi_s$ muy pequeño

2- Las frecuencias de entrada y salida son iguales $f_R = f_s$

Explicación:

- La tensión de entrada V_R suele ser irrelevante
- Al circuito llega la señal FM y a la salida ^{la señal de frec f_s} se realimenta a la entrada para producir $f_s = f_R$ idea similar al amplificador operacional, pero con la frecuencia en lugar de amplitud.
 - En el AO, éste debía estar en zona lineal para que iguale tensiones
 - En el PLL debe estar 'enganchado' para que iguale frecuencias

Veamos cada bloque por separado:

VCO

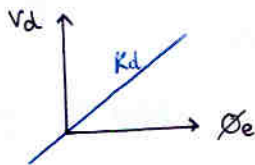
$$V_c(t) \rightarrow \boxed{\text{VCO}} \rightarrow f_s = f_0 + K_v \cdot V_c(t)$$

K_v : ganancia del VCO (Hz/V)

DF

$$V_d(t) = K_d \cdot \phi_e = K_d (\phi_R - \phi_s)$$

tensión a la salida proporcional a la diferencia de fases de entrada y salida (en estado enganchado es muy pequeño) $< 30^\circ$



FPB

Filtro Paso Bajo, normalmente de primer orden:

- 1- Elimina la componente alterna de V_d , se queda con la componente continua
 - i.e. Obtiene el valor medio de V_d
- $V_d \begin{cases} \text{AC} \rightarrow \text{no deseada} \\ \text{DC} \rightarrow \text{deseada} \end{cases}$

A la hora de la verdad, los PLL vienen en CI y para diseñarlo lo único que hay que hacer es diseñar el FPB (que está fuera del CI)
 Y no hace falta entender el funcionamiento; utilizamos un modelo matemático.

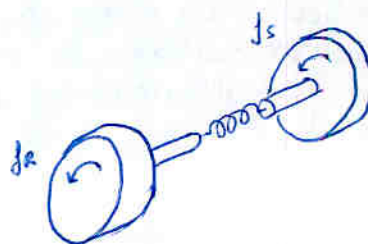
Analogía PLL

Dos volantes unidos por un muelle

• si f_R es cte $\rightarrow f_S$ es cte e igual a f_R

• si f_R cambia su frecuencia Δf

habrá un transitorio en el que f_S acabará girando igual que f_R



4.3. Definiciones de frecuencias y fases

$$u(t) = U_0 \cos \left[\underbrace{\phi(t)}_{\text{fase absoluta o instantánea}} \right]$$

$$\phi(t) = \underbrace{2\pi f_c t}_{\text{fase central}} + \underbrace{\phi_r(t)}_{\text{fase relativa}}$$

Por definición

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt}$$

analogía con
 Angular = $\frac{d\alpha}{dt}$

$$f(t) = f_c + \underbrace{\frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_r(t)}{dt}}_{f_r(t)}$$

$f(t) = f_c + f_r(t)$

ejemplo

$$u(t) = U_0 \cos (2\pi f_c + \phi)$$

Fase Absoluta: $\phi(t) = 2\pi f_c t + \phi$

Fase Relativa: $\phi_r(t) = \phi$

Frec. Instantánea: $f(t) = f_c = \text{cte}$

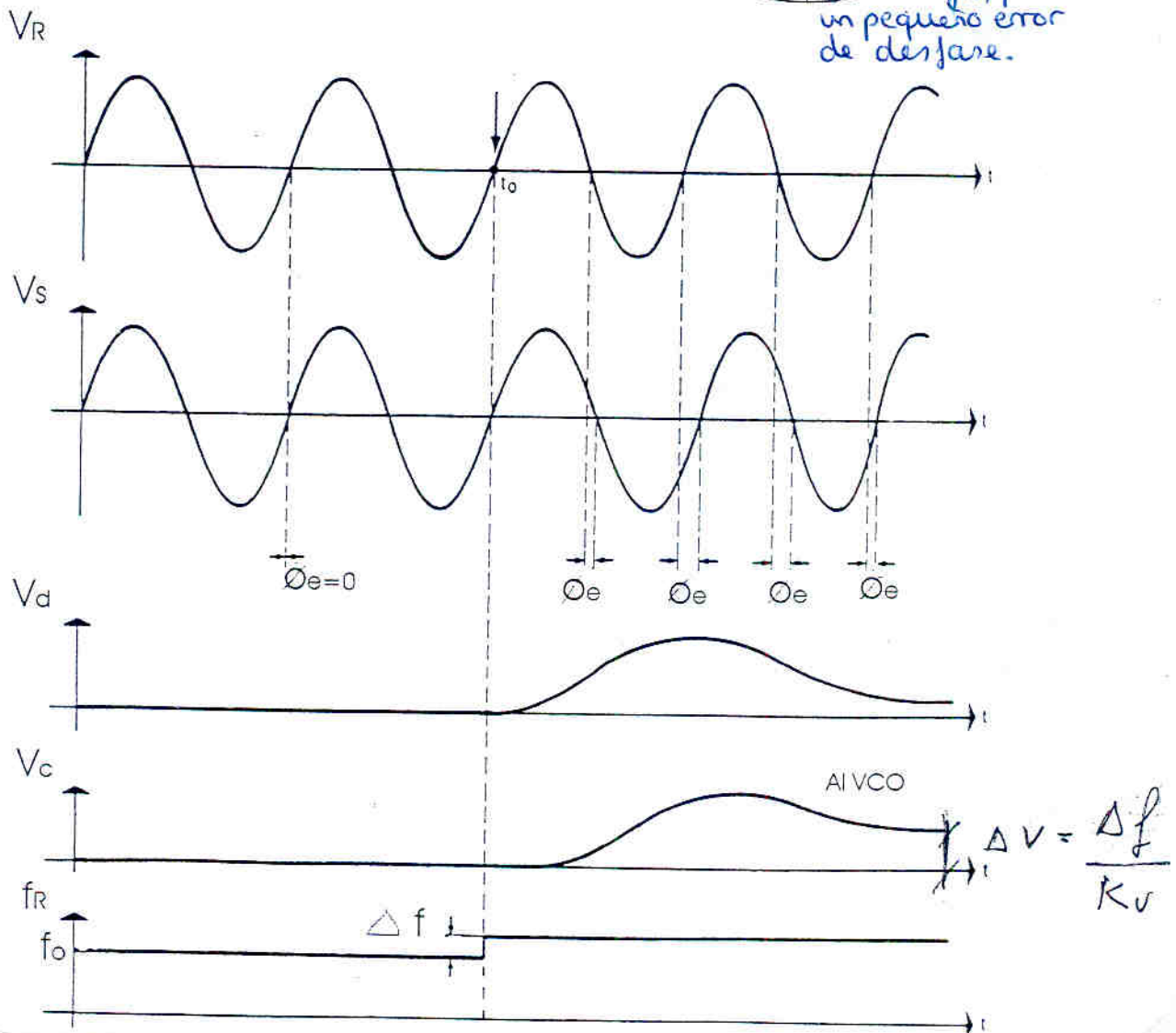
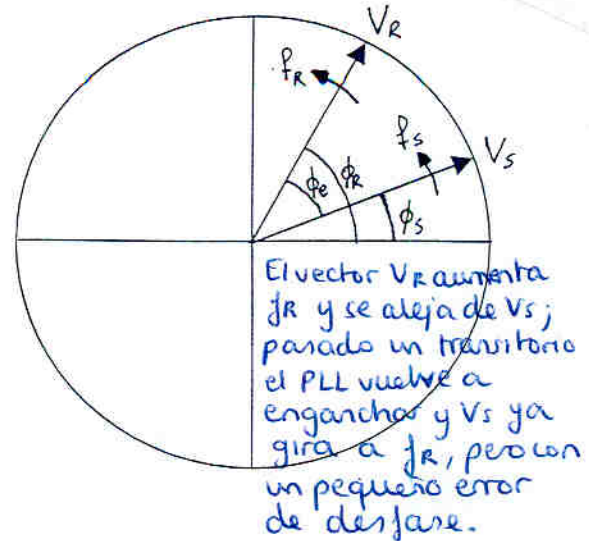
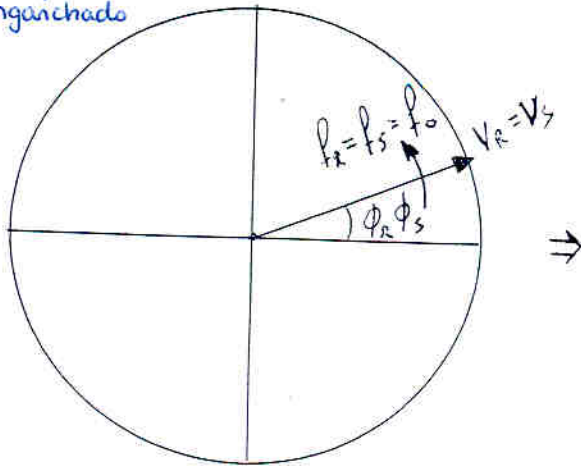
Frec. Relativa: $f_r(t) = 0$

2. Ajusta el comportamiento dinámico del PLL

Funcionamiento

Al variar f_0 bruscamente, inicialmente V_s no responde y se produce un error de fase $\phi_e = \phi_R - \phi_s$ que provoca una V_d y V_c .
Pasado un transitorio la realimentación negativa reacciona igualando las frecuencias pero ya va un pequeño error de fase por detrás.

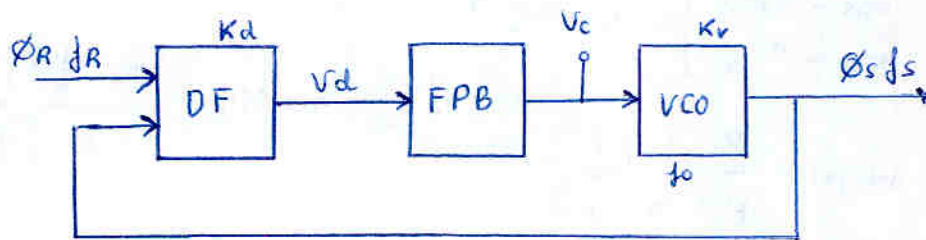
$f_R = f_0 \Rightarrow f_s = f_0 \Rightarrow V_c = 0$
↑
enganchado



4.4. Análisis matemático del modelo lineal del PLL

Suposiciones

- VCO lineal (sólo sera cierto en un ancho de banda)
- Detector Fase lineal (sólo si $\phi \ll 1$ (diferencia de fase))



$$\boxed{\text{DF}} \quad V_d(t) = K_d \phi_e(t) = K_d (\phi_R - \phi_S) \quad K_d = 2 \text{ V/rad}$$

Laplace

$$V_d(p) = K_d [\phi_R(p) - \phi_S(p)]$$

↑ fases relativas

$$\boxed{\text{VCO}} \quad f_s(t) = f_0 + \underbrace{K_v \cdot V_c(t)}_{\text{frecuencia relativa}}$$

↑ frecuencia absoluta

En nuestro modelo vamos a trabajar con frecuencias relativas

$$f_s(t) = K_v \cdot V_c(t)$$

Laplace \downarrow T.L.

$$f_s(p) = K_v \cdot V_c(p)$$

por def: $f_r(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_r(t)}{dt}$

\downarrow

$$f_r(p) = \frac{1}{2\pi} \cdot p \cdot \phi_r(p)$$

$$f_s(p) = \frac{1}{2\pi} p \cdot \phi_S(p) = K_v \cdot V_c(p)$$

$$\boxed{\text{FPB}} \quad F(p) = \frac{V_c(p)}{V_d(p)}$$

Por tanto la función de transferencia de un PLL será :

$$H(p) = \frac{\phi_S(p)}{\phi_R(p)} \quad \begin{cases} V_d(p) = K_d \phi_R(p) - K_d \phi_S(p) \\ \frac{1}{2\pi} p \phi_S(p) = K_v V_c(p) \\ F(p) = \frac{V_c(p)}{V_d(p)} \end{cases}$$

$$H(p) = \frac{\phi_S(p)}{\phi_R(p)} = \frac{2\pi \cdot K_d \cdot K_v \cdot F(p)}{p + 2\pi \cdot K_d \cdot K_v \cdot F(p)} = \frac{KF(p)}{p + KF(p)}$$

$$K = 2\pi \cdot K_d \cdot K_v \cdot \underbrace{F(0)}_{\substack{\text{suele ser 1} \\ \text{resp del filtro} \\ \text{en continua}}}$$

$K = 2\pi K_d K_v F(0)$ se llama ganancia de lazo
 Siempre contiene las ganancias de todos los elementos
 (producto) \rightarrow en continua

unidades: $K_d - \text{V/rad}$
 $K_v - \text{Hz/V}$

$\left. \begin{array}{l} K_d - \text{V/rad} \\ K_v - \text{Hz/V} \end{array} \right\} K \rightarrow \text{s}^{-1}$

por tanto:

$H(p) = \frac{K \cdot F(p)}{p + K F(p)}$

i.e. $H(p) = \frac{K \cdot \frac{F(p)}{F(0)}}{p + K \cdot \frac{F(p)}{F(0)}}$

normalizado a F(0) que suele ser uno

Ademas, de la definicion se obtiene que

\uparrow relativa \uparrow relativo
 $\phi_r(p) = \frac{1}{2\pi p} \phi_r(p)$

$H(p) = \frac{\phi_s(p)}{\phi_R(p)} = \frac{\phi_s(p)}{\phi_R(p)} = \frac{K \cdot F(p)}{p + K \cdot F(p)}$

\uparrow siendo estas frecuencias relativas

4.5 Análisis de PLLs. Tipos de Filtros

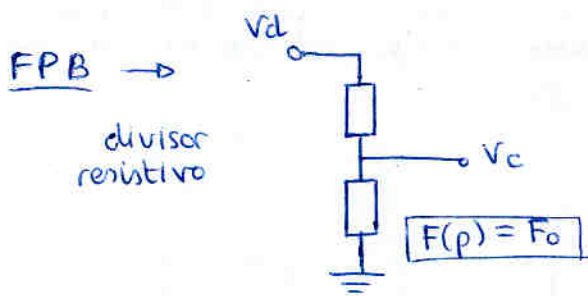
Según el nº de polos que tenga la función de transferencia

PLLs 1º orden \rightarrow 1 polo \rightarrow Didáctico

PLLs 2º orden \rightarrow 2 polos \rightarrow Los que se utilizan

PLLs de orden superior son inestables

4.5.1 PLLs de 1º orden



PLL

$$H(p) = \frac{f_s(p)}{f_R(p)} = \frac{K \cdot F_0}{p + K \cdot F_0} = \frac{1}{1 + \frac{p}{K \cdot F_0}}$$

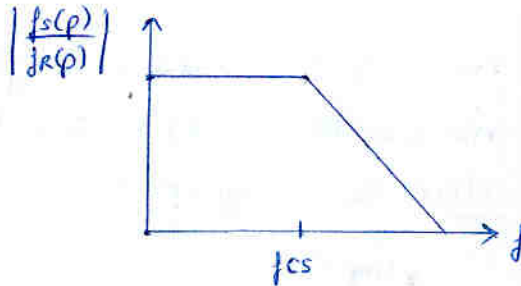
$$\Downarrow$$

$$\frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

$$|H(p)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{2\pi f}{K F_0}\right]^2}} \iff \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{\omega}{\omega_0}\right]^2}}$$

DEDUCCIONES MUY IMPORTANTES

- El PLL de primer orden, a pesar de no tener filtro paso bajo se comporta como un filtro paso bajo.



$$f_{cs} = \frac{K \cdot F_0}{2\pi} = K_v \cdot K_d \cdot F_0$$

- $|H(p)| = \frac{|f_s(p)|}{|f_R(p)|}$ frecuencia de salida relativa a la frecuencia central del VCO
frecuencia de entrada relativa a la frecuencia central del VCO

Cuando el PLL está bien enganchado, $f_s(p) = f_R(p)$ y por tanto $|H(p)| = 1$

El eje de abscisas es la frecuencia a la que varía la frecuencia de entrada al PLL.

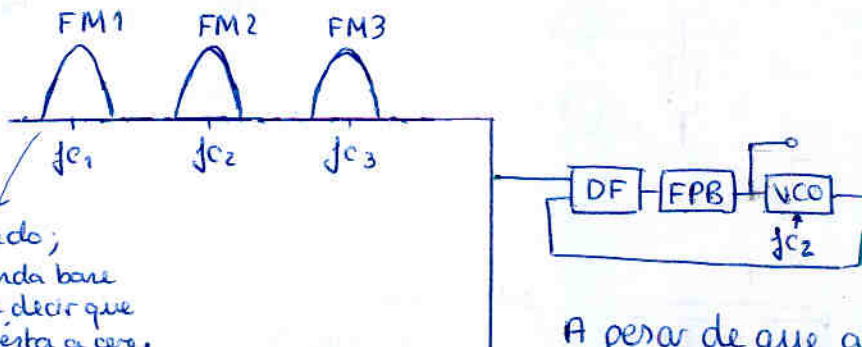
Eso es justamente la frecuencia de la señal V_c (salida FPB, entrada VCO) i.e. señal demodulada FM

3 - Debido a ser Paso Bajo el PLL dejará pasar sin problemas las frecuencias hasta la frecuencia de corte superior.

A partir de esta, la frecuencia de salida no puede seguir a la de entrada, produciéndose distorsión de tensión en la salida V_c .

ejemplo: si la entrada es audio (20kHz-20kHz) mod en FM; esa banda debe estar en la zona de $H(p)=1$; es decir: la frecuencia de corte del PLL debe ser mayor o igual que el ancho de banda de la señal banda base que está modulando en FM a la entrada (no confundir con ancho de banda de la señal FM de entrada)

ejemplo:



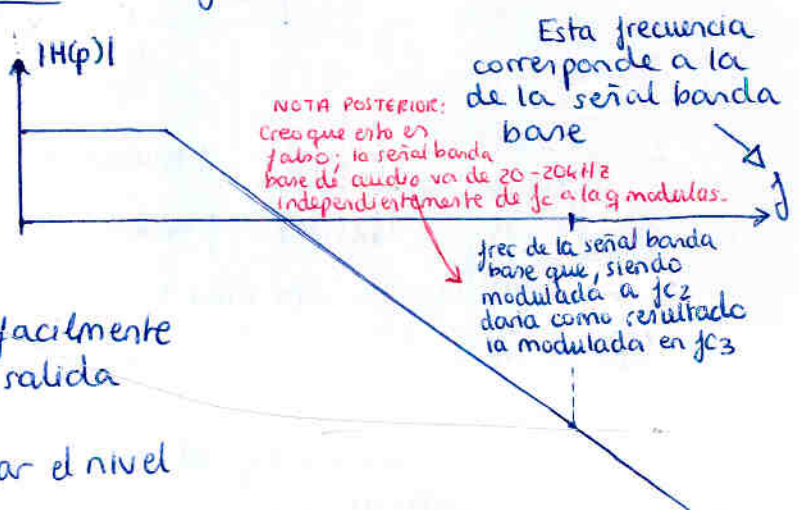
cuidado; señal banda base no quiere decir que movamos ésta a cero. Esta puede ir de por ejemplo 1M a 2M, y ser una FM que modula audio de 20-20kHz. En ese caso, sería 20kHz lo que debería estar por debajo de la frecuencia de corte del PLL

A pesar de que a este PLL le entran TODAS las frecuencias; como ajustamos f_0 del VCO a f_{c2} , las otras frecuencias RELATIVAS a f_{c2} están tan alejadas que no las va a dejar pasar

El VCO actúa como un filtro en frecuencia, ya que demodula sólo lo modulado alrededor de su f_0

Para el VCO ajustado a f_{c2} , la señal modulada a f_{c3} está a una frecuencia relativa muy alta

Creo que en realidad se debe a los márgenes de la frec de entrada (hold-in)



Nota: la f_0 de un VCO se puede ajustar fácilmente recordando la definición: frec a la salida cuando a la entrada hay 0V

Podemos ajustar f_0 sin más que cambiar el nivel de continua a la entrada.

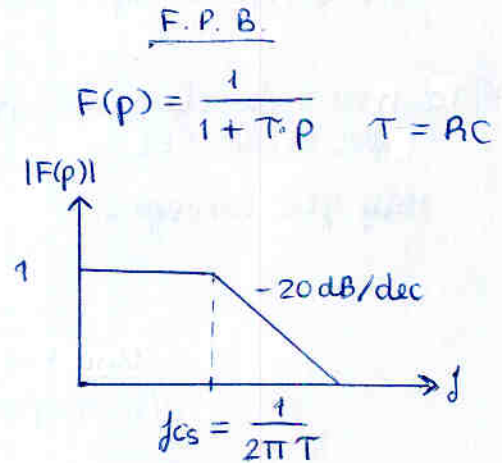
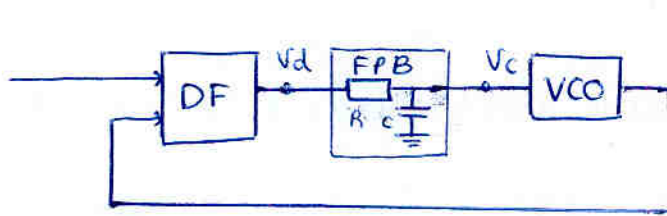
(ej: añadimos 10V lo primero al entrar al VCO, para que cuando a su entrada haya 0V, el VCO perciba 10V) y saca la frecuencia asociada; visto como bloque, esa será la frecuencia central

Para ello los chips del VCO tienen patitas para conectar resistencias y condensador para ajustar f_0

4.5.2 PLLs de 2° orden

- 1- Matemáticamente sencillo
- 2- Estables
- 3- Respuesta frente a escalones de frecuencia es excelente (muy útil para FSK)

• PLLs de 2° orden con filtro RC



La función de transferencia del PLL será

$$H(p) = \frac{k \cdot F(p)}{p + k \cdot F(p)} = \frac{\frac{k}{1+T \cdot p}}{p + \frac{k}{1+T \cdot p}} = \frac{1}{1 + \frac{p}{k} + \frac{T}{k} p^2} \rightarrow 2 \text{ polos}$$

La función de transferencia del PLL de 2° orden es:

$$H(p) = \frac{1}{1 + 2\xi \frac{p}{\omega_n} + \left(\frac{p}{\omega_n}\right)^2}$$

$\xi \rightarrow$ factor de amortiguamiento
 $\omega_n \rightarrow$ pulsación natural del sistema

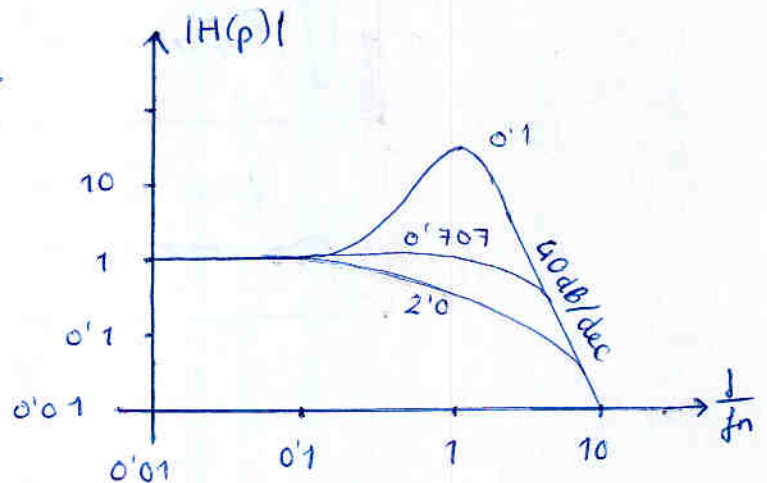
que, identificando términos

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{T}}$$

$$\xi = \frac{\omega_n}{2k} = \frac{1}{2\sqrt{T \cdot k}}$$

Ecuaciones
 MUY
 importantes

$$|H(p)| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \frac{f^2}{f_n^2}\right]^2 + 4\xi^2 \frac{f^2}{f_n^2}}}$$

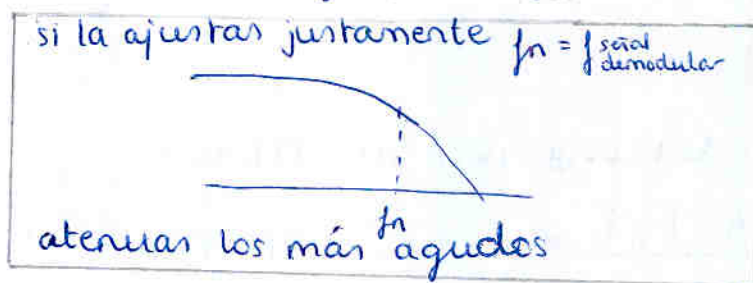


- Para $\xi < 1 \Rightarrow$ sobreoscilación cerca de la frecuencia natural (f_n)
 $\xi = 0.707 \Rightarrow$ Respuesta tipo Butterworth
 Es la que se suele usar ya que es la que más se acerca a la ideal
- La ecuación de transferencia es para bajo de 2º orden
 Por tanto todas las conclusiones de los PLL de 1º orden son válidas aquí también

A la hora de diseñar, nosotros diseñamos el F.P. Bajo, y eso diseña el PLL

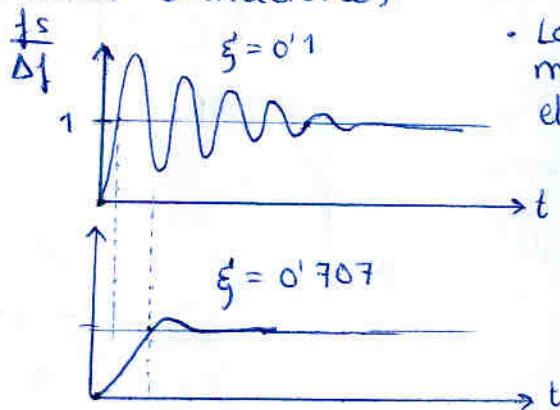
Hay que conseguir: $\xi = 0.707$
 $f_n > f_{\text{señal a demodular}}$

recuerda que el eje x de frecuencia es la frecuencia de la señal demodulada



Una buena idea es tomar $f_n = 2 \cdot f_{\text{señal demodular}}$
 ej: audio 20kHz $\rightarrow f_n = 40\text{kHz}$

- La gráfica es válida para modulaciones analógicas de FM, no para FSK que tiene escalones de frecuencia
- Ante un escalón de frecuencia, el PLL responderá siguiéndolo, pero habrá unas oscilaciones



- Las sobreoscilaciones serán mayores cuanto menor sea el factor de amortiguamiento.
- La respuesta cambiará más rápido de 0 a 1 (importante: slew rate) cuanto menor sea ξ

A la hora de diseñar el PLL no hay mas que ajustar $T = RC$

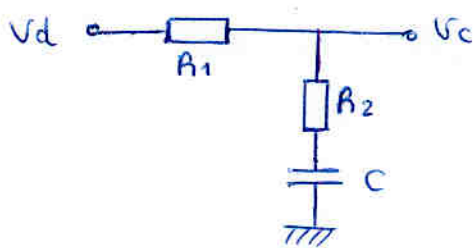
$$\xi = \frac{1}{2\sqrt{k \cdot T}}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{T}}$$

Problema: con un sólo parámetro T no podemos ajustar tanto ξ como ω_n , sólo uno de los dos.

• PLLs de 2° orden con filtro LEAD-LAG

Permiten ajustar ξ y ω_n de forma independiente. Nos dan 2 grados de libertad.



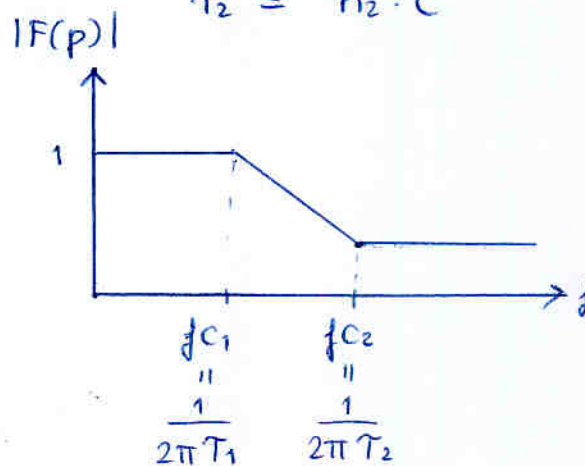
$$F(p) = \frac{\frac{1}{C \cdot p} + R_2}{R_1 + R_2 + \frac{1}{C \cdot p}} = \frac{1 + R_2 \cdot C \cdot p}{1 + (R_1 + R_2) \cdot C \cdot p}$$

$$= \frac{1 + T_2 \cdot p}{1 + T_1 \cdot p}$$

$$T_1 = (R_1 + R_2) \cdot C$$

$$T_2 = R_2 \cdot C$$

$$T_1 < T_2$$



En cuanto al PLL

$$H(p) = \frac{K \cdot F(p)}{p + K \cdot F(p)} = \frac{K \cdot \frac{1 + T_2 \cdot p}{1 + T_1 \cdot p}}{p + K \cdot \frac{1 + T_2 \cdot p}{1 + T_1 \cdot p}}$$

$$H(p) = \frac{1 + T_2 \cdot p}{1 + (\frac{1}{K} \cdot T_2)p + (\frac{T_1}{K})p^2} = \frac{1 + (2\xi - \frac{\omega_n}{K}) \frac{p}{\omega_n}}{1 + 2\xi'(\frac{p}{\omega_n}) + \frac{p^2}{\omega_n^2}}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T_1}}$$

$$\xi = \frac{1}{2} \left[T_2 + \frac{1}{K} \right] \sqrt{\frac{K}{T_1}}$$

Resumen:
pase transp.

The first part of the problem is to find the value of $\frac{dI}{dt}$ when $I = 10$ A.

(1) $\frac{dI}{dt} = \frac{1}{L} \frac{d\Phi}{dt}$
 $\frac{dI}{dt} = \frac{1}{L} \frac{d}{dt} (LI)$
 $\frac{dI}{dt} = \frac{1}{L} (L \frac{dI}{dt} + I \frac{dL}{dt})$
 $\frac{dI}{dt} = \frac{dI}{dt} + \frac{I}{L} \frac{dL}{dt}$
 $0 = \frac{I}{L} \frac{dL}{dt}$
 $\frac{dL}{dt} = 0$

The second part of the problem is to find the value of $\frac{dI}{dt}$ when $I = 10$ A.

The second part of the problem is to find the value of $\frac{dI}{dt}$ when $I = 10$ A.

The third part of the problem is to find the value of $\frac{dI}{dt}$ when $I = 10$ A.



The fourth part of the problem is to find the value of $\frac{dI}{dt}$ when $I = 10$ A.

The fourth part of the problem is to find the value of $\frac{dI}{dt}$ when $I = 10$ A.

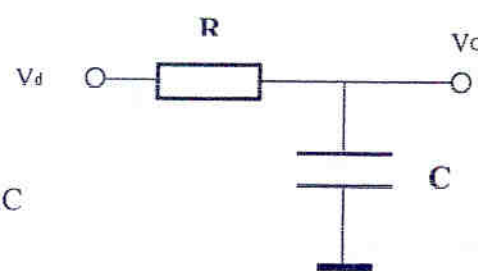
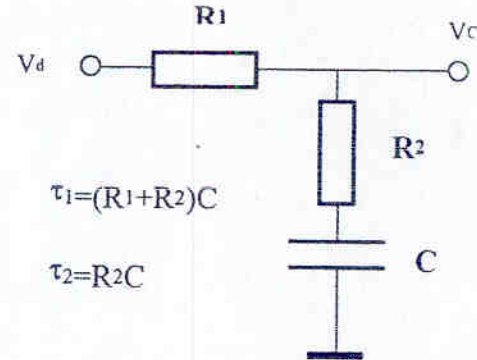
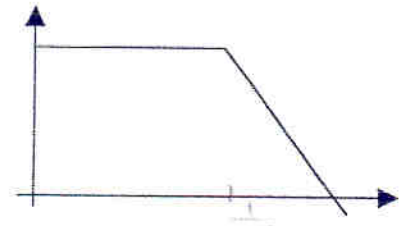
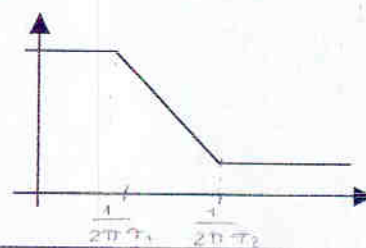
The fifth part of the problem is to find the value of $\frac{dI}{dt}$ when $I = 10$ A.

The fifth part of the problem is to find the value of $\frac{dI}{dt}$ when $I = 10$ A.

The sixth part of the problem is to find the value of $\frac{dI}{dt}$ when $I = 10$ A.

$\frac{dI}{dt} = \frac{1}{L} \frac{d\Phi}{dt}$
 $\frac{dI}{dt} = \frac{1}{L} \frac{d}{dt} (LI)$
 $\frac{dI}{dt} = \frac{1}{L} (L \frac{dI}{dt} + I \frac{dL}{dt})$
 $\frac{dI}{dt} = \frac{dI}{dt} + \frac{I}{L} \frac{dL}{dt}$
 $0 = \frac{I}{L} \frac{dL}{dt}$
 $\frac{dL}{dt} = 0$

Resumen PLLs segundo orden
 Tipo de FPB

	FILTRO	
	RC	LEAD-LAG
τ	 <p>$\tau = RC$</p>	 <p>$\tau_1 = (R_1 + R_2)C$ $\tau_2 = R_2C$</p>
$F(p)$	$F(p) = \frac{1}{1 + \tau p}$ 	$F(p) = \frac{1 + \tau_2 p}{1 + \tau_1 p}$ 
$H(p)$	$H(p) = \frac{1}{\left[\frac{p}{\omega_n}\right]^2 + 2\xi \frac{p}{\omega_n} + 1}$	$H(p) = \frac{1 + \left(2\xi - \frac{\omega_n}{K}\right) \frac{p}{\omega_n}}{\left[\frac{p}{\omega_n}\right]^2 + 2\xi \frac{p}{\omega_n} + 1}$
ω_n	$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau}}$	$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau_1}}$
ξ	$\xi = \frac{1}{2\sqrt{K\tau}}$	$\xi = \frac{1}{2} \left[\tau_2 + \frac{1}{K} \right] \underbrace{\sqrt{\frac{K}{\tau_1}}}_{\omega_n}$

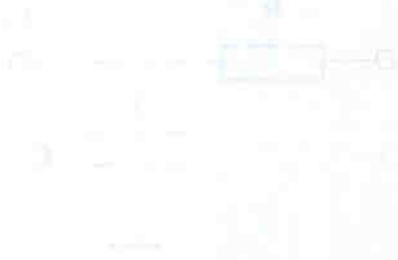
las ultimas 4 saberselas DE MEMORIA

(20.1.05)

№ 1443



M



$$U_{M} = U \frac{R_L}{R + R_L}$$



$$U_{G} = U \frac{R_L}{R + R_L}$$



$$I = \frac{U}{R + R_L}$$

$$I = \frac{U}{R + R_L}$$

$$\frac{dI}{dR_L} = -\frac{U}{(R + R_L)^2}$$

$$\frac{dI}{dR_L} = -\frac{U}{(R + R_L)^2}$$

$$\frac{dI}{dR_L} = -\frac{U}{(R + R_L)^2}$$

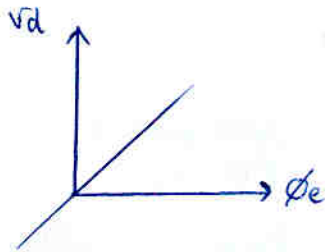
$$\frac{dI}{dR_L} = -\frac{U}{(R + R_L)^2}$$

№ 1444. 2) Скорость

4.6 Detectores de Fase

4.6.1 Introducción

DF ideal: $V_d(t) = K_d \cdot [\phi_R(t) - \phi_S(t)] = K_d \cdot \phi_e(t)$

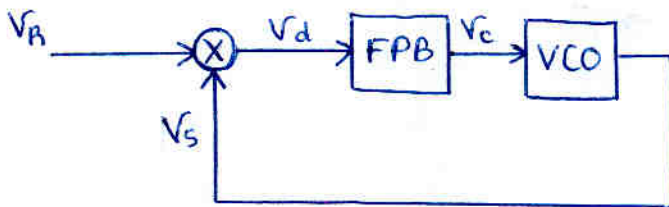


- DF Reales:
- 1° Falta de linealidad
 - 2° Términos de alta frecuencia
(se resuelve con el filtro paso bajo)
 - 3° Rango limitado
(no es problema ya que suele ocurrir $\phi_e < 30^\circ$)

PLL analógico: \Rightarrow DF analógico = mezclador

PLL digital: \Rightarrow DF digital = puerta XOR o biestable JK

4.6.2 DF Analógicos



$$V_R(t) = V_R \cos [2\pi f_c t + \phi_R(t)]$$

$$V_S(t) = V_S \cos [2\pi f_c t + \phi_S(t)]$$

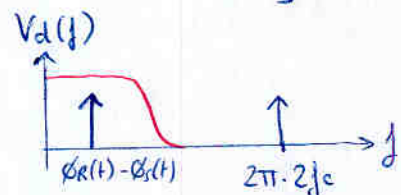
Al multiplicar

$$\begin{aligned} V_d(t) &= K_m \cdot V_R(t) \cdot V_S(t) \\ &= K_m \cdot V_R \cos(2\pi f_c t + \phi_R(t)) \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi_S(t)) \end{aligned}$$

aplicando
 $\cos \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]$

$$= \frac{K_m V_R V_S}{2} [\cos(4\pi f_c t + \phi_R(t) + \phi_S(t)) + \cos(\phi_R(t) - \phi_S(t))]$$

término de alta frecuencia no deseado (a frecuencia $2 \cdot f_c$)
 Lo eliminará el FPB



Por tanto

$$V_c(t) = \underbrace{\frac{K_m \cdot V_R \cdot V_S}{2}}_{K_d} \cdot \cos(\phi_R(t) - \phi_S(t))$$

Nota: los términos que aparecerían usando un mezclador real también los habría eliminado el filtro

Nosotros hemos usado mezclador ideal

Nota:
$$V_c(t) = K_d \cdot \cos(\phi_R(t) - \phi_S(t))$$

Interesaría que cuando la diferencia de fase fuera nula obtuviéramos un $V_c(t)$ nulo; pero no es así.

Nosotros consideramos que el error de fase es nulo cuando haya un desfase de $\pi/2$

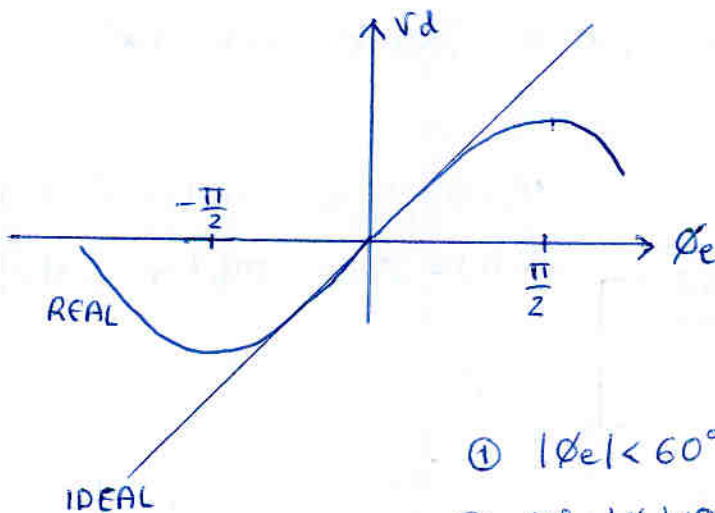
$$\phi_e(t) = [\phi_R(t) - \phi_S(t)] + \frac{\pi}{2}$$

y entonces

$$V_c(t) = K_d \cdot \cos(\phi_R(t) - \phi_S(t))$$

$$V_c(t) = K_d \cdot \sin(\phi_e(t))$$

siendo
$$\phi_e(t) = [\phi_R(t) - \phi_S(t)] + \frac{\pi}{2}$$

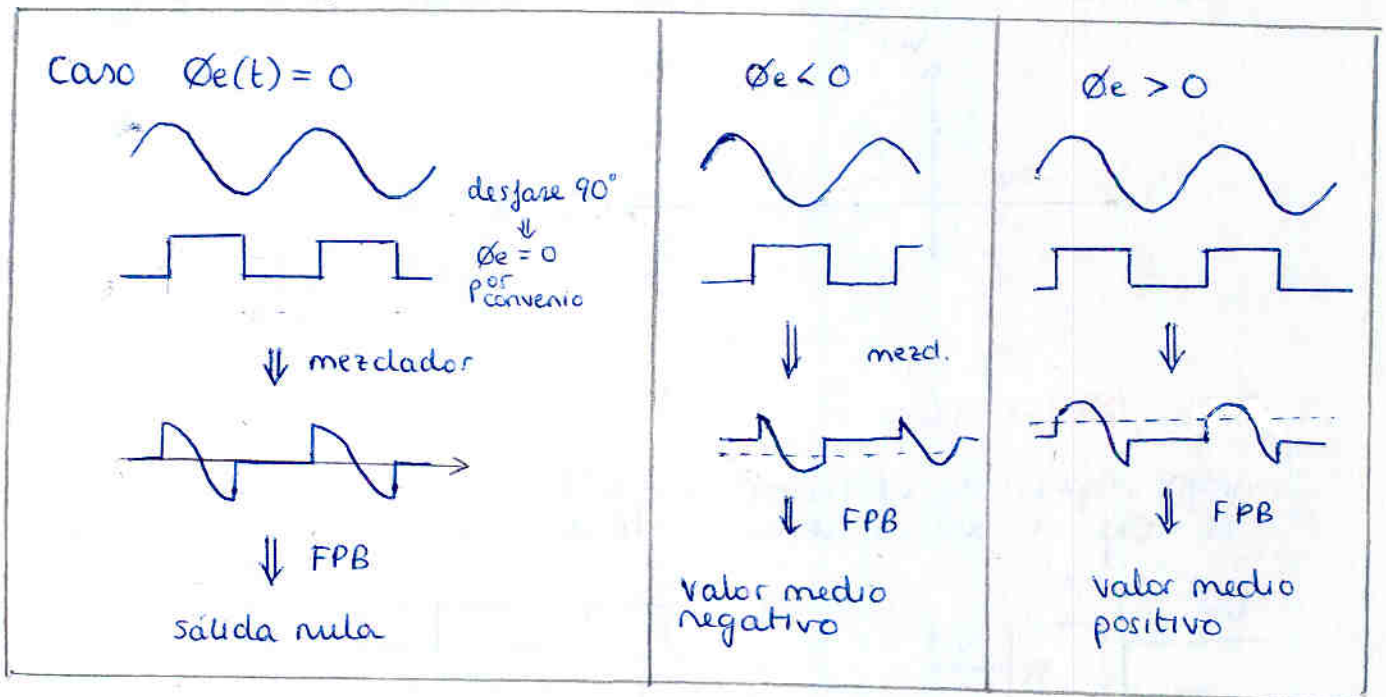
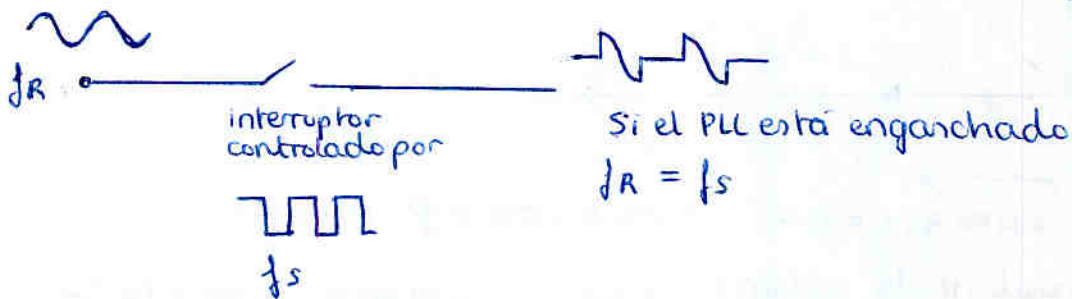


- ① $|\phi_e| < 60^\circ \Rightarrow V_c(t) \approx K_d \cdot \phi_e(t)$
- ② $60^\circ < |\phi_e| < 90^\circ \Rightarrow$ DF NO LINEAL
Pero a mayor ϕ_e aumenta V_d
(aun funciona como detector de fase)
- ③ $|\phi_e| > 90^\circ \Rightarrow$ DF NO FUNCIONA

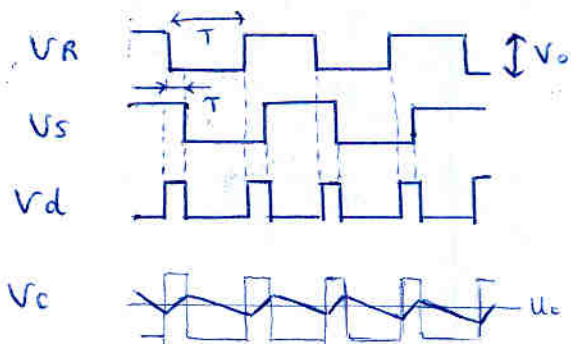
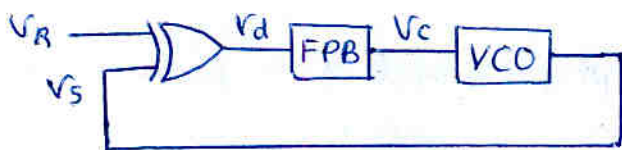
Acerca de $\phi_e(t) = [\phi_R(t) - \phi_S(t)] + \pi/2$

un mezclador es en realidad un troceador

desde un punto de vista ideal en alta frecuencia



4.6.3 Detector de Fase digitales basados en puerta XOR

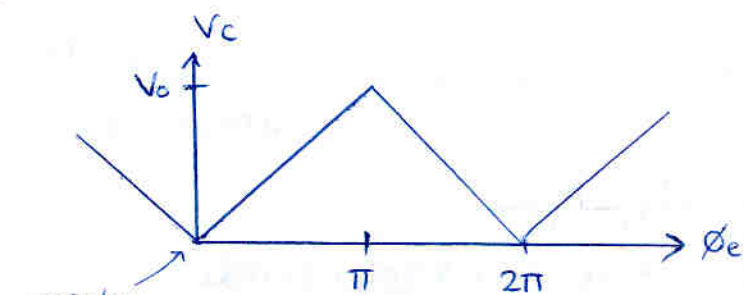


Se obtiene que

$$\frac{U_c}{V_o} = \frac{2T}{T}$$

$$U_c = 2V_o - \frac{V_o}{\pi} [\phi_r - \phi_s]$$

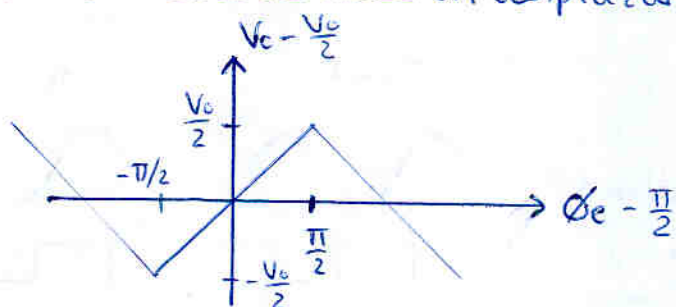
Y es obvio que a partir de 180° , V_c ya no puede aumentar más, y entonces:



señales desfasadas 90°

veamos que esto sólo permite señales positivas

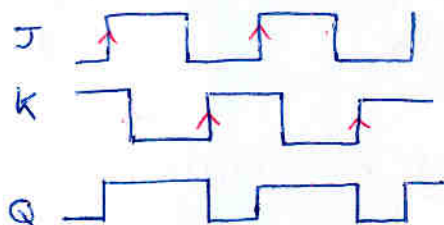
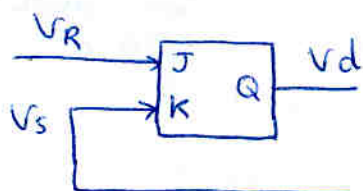
Habitualmente se hace un desplazamiento restando $\frac{V_c}{2}$



4.6.4 DF basado en bistable JK

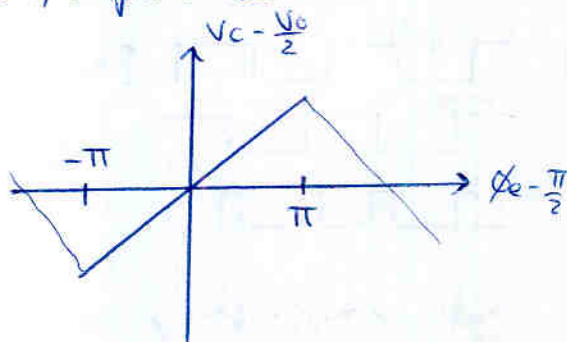
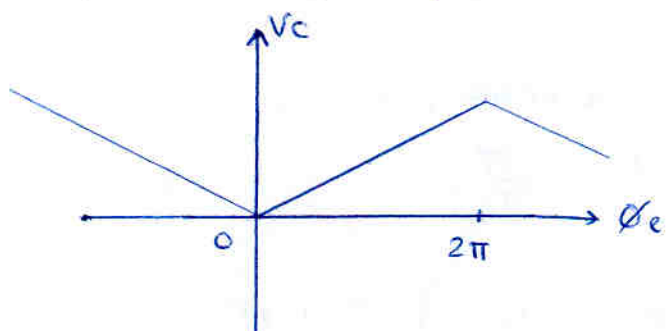
Ventaja respecto de DF basado en XOR:

El rango de ϕ_e es justamente el doble



El valor medio de V_d puede ser proporcional a desfases desde 0 hasta π

que, desplazándolo



El rango de la JK es el doble de la XOR, pero en la práctica los ϕ_e suelen ser $< 30^\circ$ y por tanto no importa.

\Rightarrow casi siempre se usa el XOR

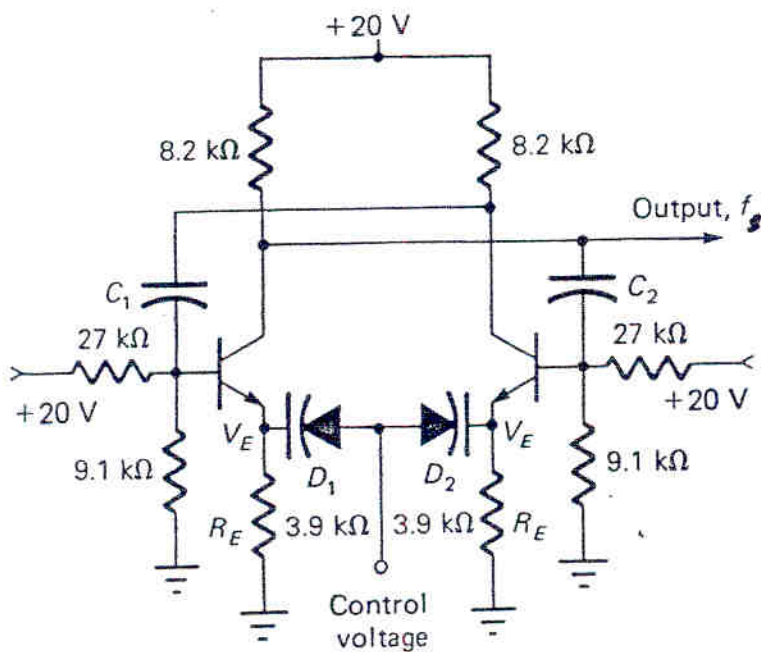
4.7. VCO para PLLs

Diodo Varicap



- Trabaja siempre en inversa
- A mayor tensión inversa, mayor capacidad tiene (capacidad proporcional a la tensión)

Se utiliza en un VCO para variar la frecuencia de oscilación natural de un oscilador según una tensión de entrada.



Desde el punto de vista del oscilador, el diodo varicap es equivalente a una capacidad de valor variable por tensión

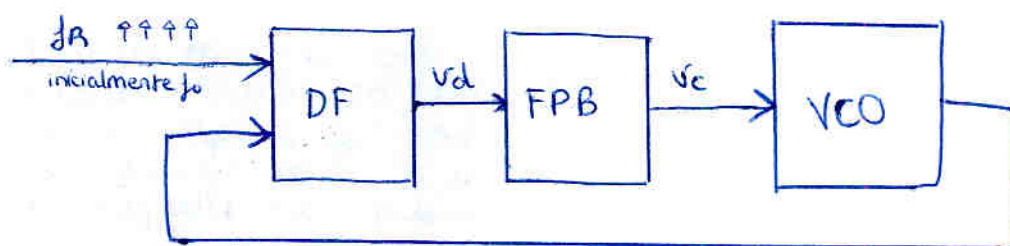
4.8 - Márgenes de Enganche

Hasta ahora, el modelo matemático tenía un margen infinito.
En la práctica no es cierto

4.8.1 Margen de Hold In Δf_H

Márgen de mantenimiento.

Es el margen de frec medido a uno y otro lado de la fcentral = f_0 del VCO en el cual el PLL, previamente enganchado a f_0 es capaz de mantener el enganche frente a variaciones lentas de la frecuencia de entrada



Llega un momento en el que uno de los bloques dice "no puedo más"; y se desengancha.

En un PLL bien diseñado, el bloque que antes se raja es el DF

Ejemplo: Δf_H con PLL analógico

$$\Delta f_H = K_v \cdot V_{cmax}$$

siendo

$$V_{cmax} = V_{dmax} \cdot F(0)$$

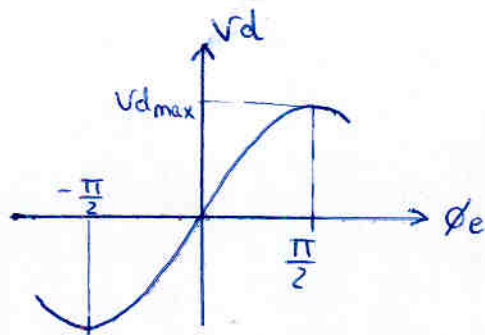
siendo

$$V_{dmax} = K_d \cdot \sin \frac{\pi}{2} \\ = K_d$$

Por lo tanto:

$$\Delta f_H = K_v \cdot K_d \cdot F(0) \\ = \frac{K}{2\pi} \cdot F(0)$$

variación de frecuencia
muy lento



↑
según va subiendo f_R , aunque el VCO vaya subiendo su frecuencia se va haciendo un desfase constante y V_d va aumentando.

4.8.2. Margen de Lock In Δf_L

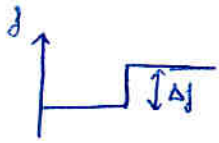
margen de captura

margen de frec medido a uno y otro lado de f_0 en el cual el PLL previamente desenganchado y con señal de entrada nula puede engancharse con un salto brusco de frecuencia a la entrada en menos de un ciclo de señal

i.e. A que frecuencia $f_0 + \Delta f_L$ podemos saltar en la entrada f_R (entrada inicialmente nula) bruscamente tal que el PLL se enganche a la primera

Ademas de esta definición:

será también el máximo salto de frecuencia (ej en una FSK) en el cual de estar enganchado sigue estando enganchado.



En la práctica, para asegurarnos se hace que Δf_L sea un 30% más que nuestro salto en frecuencia. 25%

Probi

MARGENES DE HOLD-IN Y LOCK-IN

Sabe calcular

Lo dan en examen

	Detector de fase analógico	
	Margen de Hold-in $\Delta\omega_H$	Margen de Lock-in $\Delta\omega_L$ ← en radianes!!!
Filtro RC	$KF(0)$	ω_n
Filtro lead-lag	$KF(0)$	$2\xi\omega_n$

	Detector de fase digital XOR	
	Margen de Hold-in $\Delta\omega_H$	Margen de Lock-in $\Delta\omega_L$
Filtro RC	$\frac{\pi}{2}KF(0)$	$\frac{\pi}{\sqrt{8}}\omega_n$
Filtro lead-lag	$\frac{\pi}{2}KF(0)$	$\pi\xi\omega_n$

	Detector de fase digital J-K	
	Margen de Hold-in $\Delta\omega_H$	Margen de Lock-in $\Delta\omega_L$
Filtro RC	$\pi KF(0)$	$\frac{\pi}{\sqrt{8}}\omega_n$
Filtro lead-lag	$\pi KF(0)$	$2\pi\xi\omega_n$

Problemas de Examen

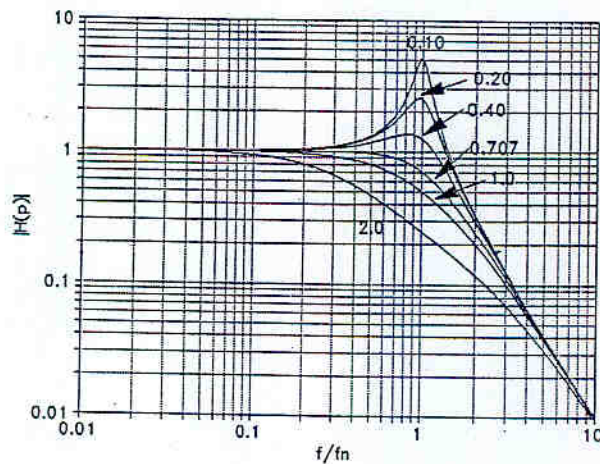
Problema examen junio 05.-

A.- (1.5 puntos) Diseñar un PLL para demodular una señal modulada en frecuencia por una señal de video ($B_{\text{VIDEO}} = 0 - 6 \text{ MHz}$) con una frecuencia de portadora de 300 MHz. Se desea que ninguna frecuencia quede recortada por lo que se debe elegir un ancho de banda del PLL igual a 10 veces la máxima frecuencia de la señal a demodular y se debe elegir un factor de amortiguamiento óptimo.

Se utilizará un DF con $K_d = 1 \text{ V/rad}$, un amplificador de ganancia 11 y un VCO con $f_0 = 200 \text{ MHz}$ y una $K_v = 30 \text{ MHz/V}$.

B.- (0.5 puntos) Si se hubiera diseñado el PLL con un ancho de banda de 6 MHz y un factor de amortiguamiento óptimo, ¿Qué pasaría con las componentes de baja, media y alta frecuencia de la señal demodulada?

C.- (1 punto) Dibujar cómo sería un sistema basado en PLLs como el diseñado en el apartado anterior, para demodular 5 señales de video con frecuencias de portadora distintas que llegan por un cable coaxial. Indica en el dibujo con el máximo detalle posible todos los valores de los PLLs, frecuencias, etc.



Handwritten text in the left column, likely bleed-through from the reverse side of the page. The text is mostly illegible due to fading and bleed-through.

Handwritten text in the right column, likely bleed-through from the reverse side of the page. The text is mostly illegible due to fading and bleed-through.

Handwritten text in the lower left section, possibly a signature or a specific note. The text is mostly illegible due to fading and bleed-through.

Handwritten text in the lower right section, possibly a signature or a specific note. The text is mostly illegible due to fading and bleed-through.

Problema Examen Junio 2005

$$B_{\text{video}} = 0 - 6 \text{ MHz}$$

$$f_c = 300 \text{ MHz}$$

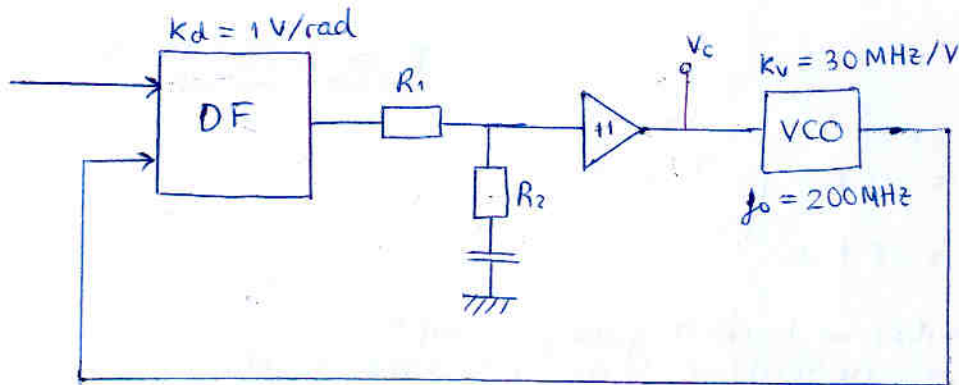
$$B_{\text{PLL}} = 10 \cdot B_{\text{video}}$$

$$K_d = 1 \text{ V/rad}$$

$$A = 11$$

$$\text{VCO } f_0 = 200 \text{ MHz}$$

$$K_v = 30 \text{ MHz/V}$$



A: $\xi = 0.707$

$$B_{\text{PLL}} = 10 \cdot B_{\text{video}} = 60 \text{ MHz} \rightarrow f_n = 60 \text{ MHz}$$

$$\omega_n = 2\pi \cdot f_n = 377 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$$

Nos piden 2 condiciones \rightarrow Lead-Lag
 calcular K :

K = Todas las ganancias que encontremos en continua en el bucle por 2π

$$K = 2\pi \cdot K_d \cdot F(0) \cdot A \cdot K_v$$

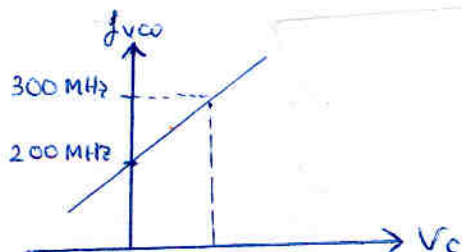
recuerda: $K_d \rightarrow \text{V/rad}$
 $K_v \rightarrow \text{Hz/V}$ $\Rightarrow K \rightarrow \text{s}^{-1}$

$$K = 2\pi \cdot 1 \cdot 1 \cdot 11 \cdot 30 \cdot 10^6 = 2073 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$$

$$K = 2073 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$$

Ya tenemos los 3 valores que caracterizan el PLL
 Ahora el diseño es inmediato y automático

Pero antes: Si la señal de video está modulada con portadora $f_c = 300 \text{ MHz}$
 ¿cómo es posible $f_0 = 200 \text{ MHz}$?



Lead-Lag

$$\left\{ \begin{aligned} \omega_n &= \sqrt{\frac{K}{T_1}} \rightarrow 377 \cdot 10^6 = \sqrt{\frac{2073 \cdot 10^6}{T_1}} \rightarrow T_1 = 14'58 \cdot 10^{-9} \text{ s} \end{aligned} \right.$$

$$\left\{ \begin{aligned} \xi &= \frac{1}{2} \left[T_2 + \frac{1}{K} \right] \omega_n \rightarrow 0'707 = 0'5 \left(T_2 + \frac{1}{2073 \cdot 10^6} \right) \cdot 377 \cdot 10^6 \end{aligned} \right.$$

$$\hookrightarrow T_2 = 3'267 \cdot 10^{-9} \text{ s}$$

$$\left\{ \begin{aligned} T_1 &= (R_1 + R_2) \cdot C = 14'58 \cdot 10^{-9} \\ T_2 &= R_2 \cdot C = 3'267 \cdot 10^{-9} \end{aligned} \right.$$

Hay 3 componentes \rightarrow habrá que fijar uno.
Siempre es recomendable fijar el condensador
(ya que resistencias hay de muchos valores)

$$C = 100 \text{ pF} \rightarrow \begin{aligned} R_1 &= 113 \Omega \\ R_2 &= 32 \Omega \end{aligned}$$

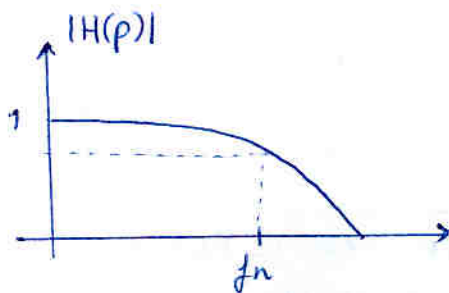
Valores muy pequeños
que cargarían el DF

$$C = 10 \text{ pF} \rightarrow \begin{aligned} R_1 &= 1131 \Omega \\ R_2 &= 326'7 \Omega \end{aligned}$$

Siempre elegir $> 1 \text{ k}\Omega$

$$C = 1 \text{ pF} \rightarrow \begin{aligned} R_1 &= 11313 \Omega \\ R_2 &= 3267 \Omega \end{aligned}$$

B Si $B_{vcc} = 6 \text{ MHz}$ y ξ óptimo
¿Qué pasaría con las componentes de la señal de alta frecuencia?



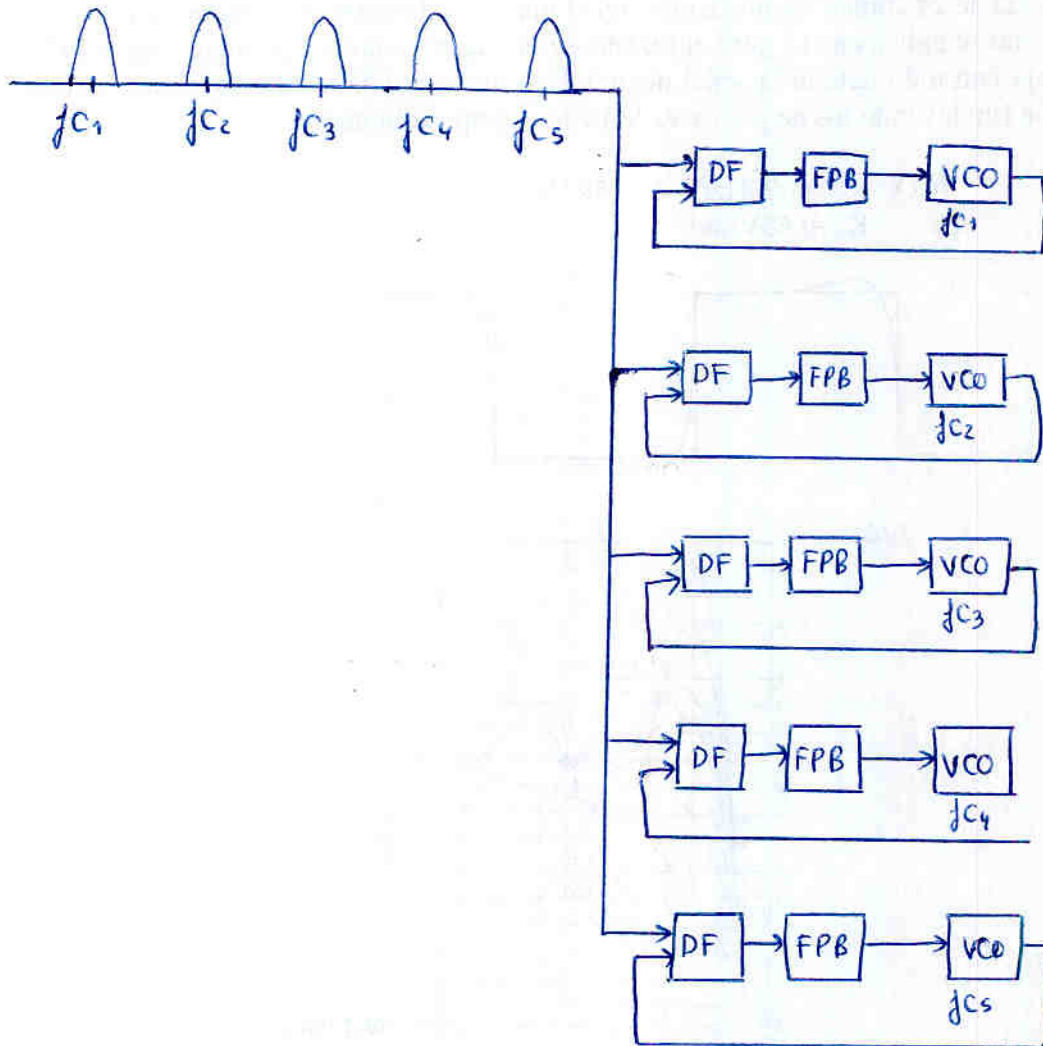
Para frecuencias bajas $|H(p)| = 1$
y medias

\hookrightarrow No atenua

Altas frecuencias $|H(p)| = 0'7$

\hookrightarrow atenua 30%

C. Como sería un sistema basado en PLLs para demodular 5 señales de video con frec. de portadora distintas

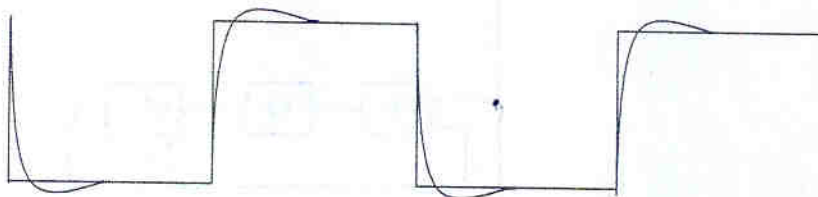


PROBLEMA EXAMEN SEPTIEMBRE 05

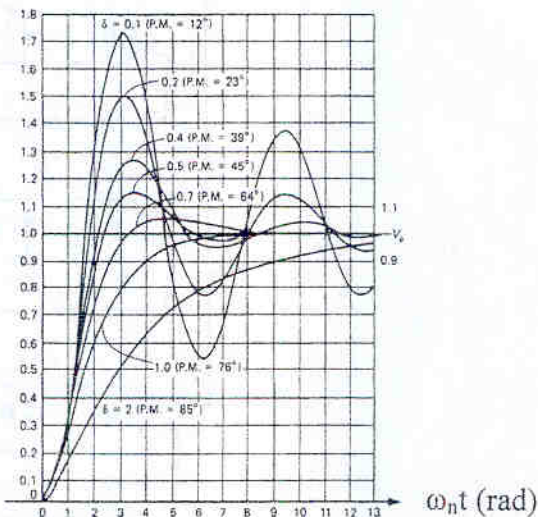
A.- Diseña un demodulador para una señal FSK cuyas frecuencias de entrada son 21250Hz y 29750Hz y la tasa de transferencia es de 500 baudios. Se desea que la señal demodulada se establezca en un tiempo igual aproximadamente al 50% de la duración del bit como se indica en la figura, utilizándose un factor de amortiguamiento de 0.707.

B.- Dibuja con todo detalle la señal demodulada obtenida, indicando todos los niveles de tensión (incluyendo los de pico y valle) y los tiempos obtenidos.

Datos: VCO: $K_V=6600\text{Hz/V}$ $f_0=25\text{KHz}$
 DF: $K_d=0.68\text{V/rad}$



$f_s/\Delta f$



Problema examen septiembre 2005

A. FSK $\left\{ \begin{array}{l} 21\,250\text{ Hz} \\ 29\,750\text{ Hz} \end{array} \right.$
500 Baudios

$$\xi = 0.707$$

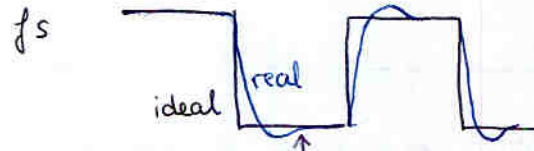
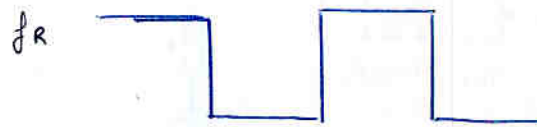
Datos VCO

$$K_v = 6600\text{ Hz/V}$$

$$f_0 = 25\text{ kHz}$$

DF:

$$K_d = 0.68\text{ V/rad}$$



debe estabilizarse aprox al 50% de Tbit

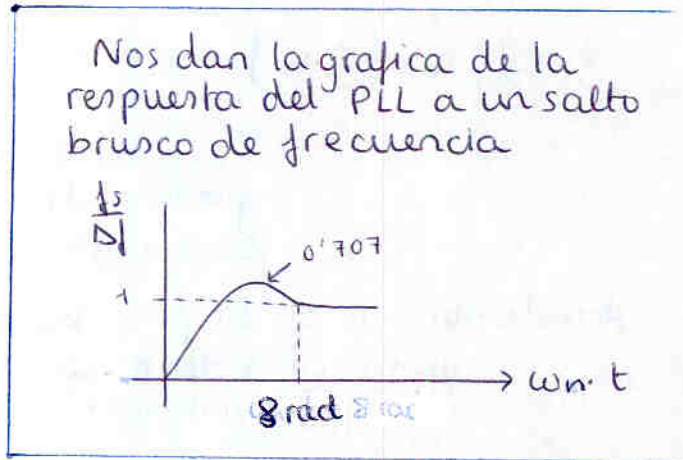
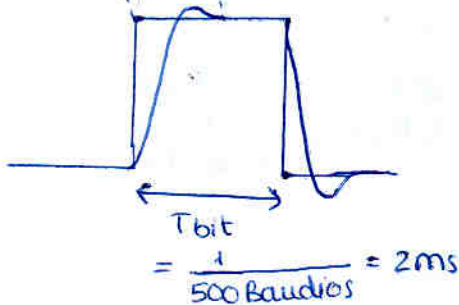
a) Diseñar demodulador
Necesitamos ξ , ω_n , K

$$\xi = 0.707$$

Para ω_n , de la gráfica:

$$\omega_n \cdot t_0 = 8\text{ rad}$$

$$t_0 = 50\% T_{bit}$$



Por tanto:

$$\omega_n \cdot t = \omega_n \cdot 1\text{ ms} = 8\text{ rad}$$

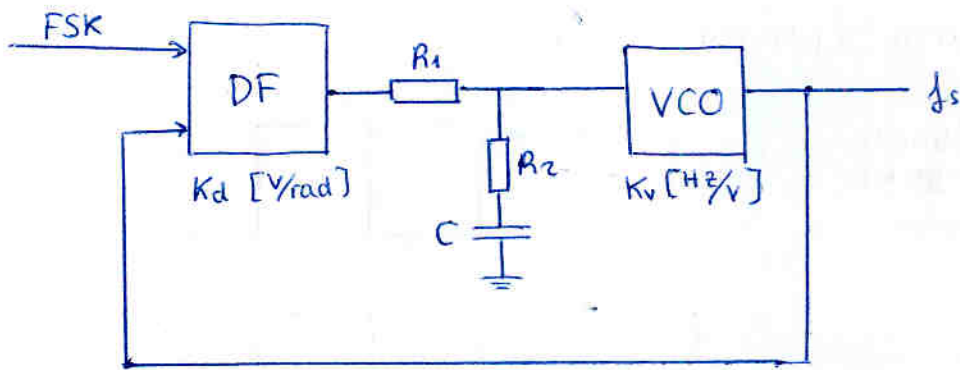
$$\omega_n = 8000\text{ rad/s}$$

En cuanto a la K

$$\begin{aligned} K &= 2\pi \cdot K_d \cdot K_v \\ &= 2\pi \cdot 0.68 \cdot 6600 \\ &= 28\,199\text{ s}^{-1} \end{aligned}$$

$$\left. \begin{array}{l} \xi = 0.707 \\ \omega_n = 8000\text{ rad/s} \end{array} \right\} \text{Lead Lag}$$

$$K = 28\,199\text{ s}^{-1}$$



Elegimos no poner amplificador

Como usamos Lead Lag, usamos las ecuaciones del Lead Lag

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T_1}} \quad \left. \begin{array}{l} \rightarrow 8000^2 = \frac{28199}{T_1} \rightarrow T_1 = 4.406 \cdot 10^{-4} \text{ s} \\ \xi = \frac{1}{2} \left[T_2 + \frac{1}{K} \right] \omega_n \rightarrow 0.707 = 0.5 \left[T_2 + \frac{1}{28199} \right] 8000 \Rightarrow T_2 = 1.4128 \cdot 10^{-4} \text{ s} \end{array} \right\}$$

Si en el diseño sale T_2 negativa (!) lo que se suele hacer es añadir un amplificador después del filtro para modificar la K

Recordemos: K es 2π por: K_d en V/rad , K_v en Hz/V y las ganancias de todos los elementos que encontremos (adimensionales)

$$\left. \begin{array}{l} T_1 = (R_1 + R_2)C = 4.406 \cdot 10^{-4} \\ T_2 = R_2 C = 1.4128 \cdot 10^{-4} \end{array} \right\}$$

Tomando $C = 1 \text{ nF}$

$$R_1 = 30 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 14.128 \text{ k}\Omega$$

Siempre mayores a 1 k

B) Dibujar con todo detalle la señal demodulada obtenida

$$f_R \left\{ \begin{array}{l} f(1) = 29750 \text{ Hz} \\ f(0) = 21250 \text{ Hz} \end{array} \right\}$$

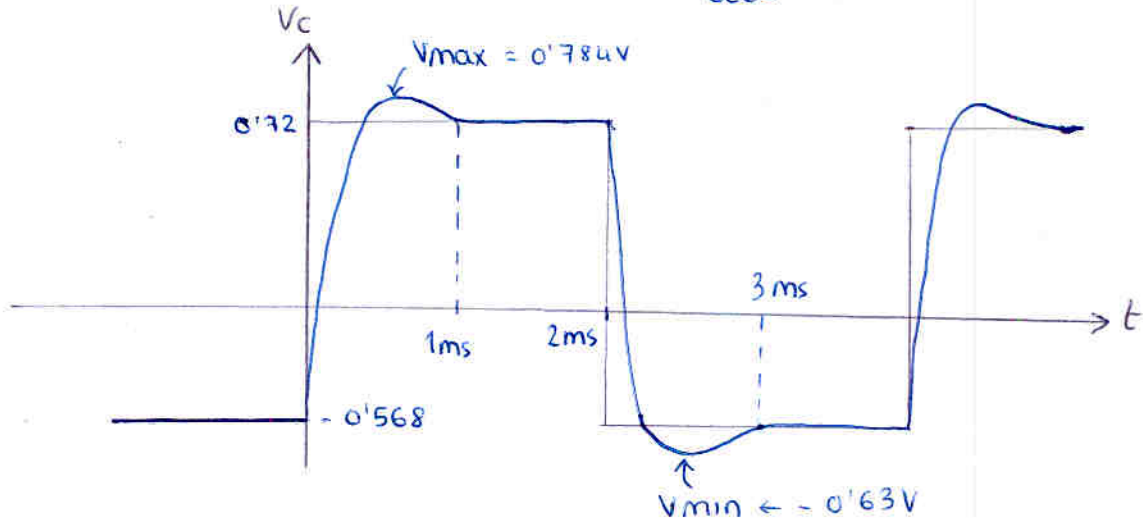
VCO

$$f_R = f_s$$

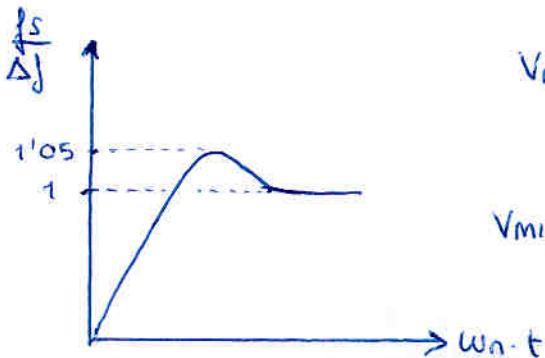
$$V_c = \frac{f_s - f_0}{K_v}$$

$$\rightarrow V_c(1) = \frac{29750 - 25000}{6600} = +0.72 \text{ V}$$

$$\rightarrow V_c(0) = \frac{21250 - 25000}{6600} = -0.568 \text{ V}$$



De la gráfica



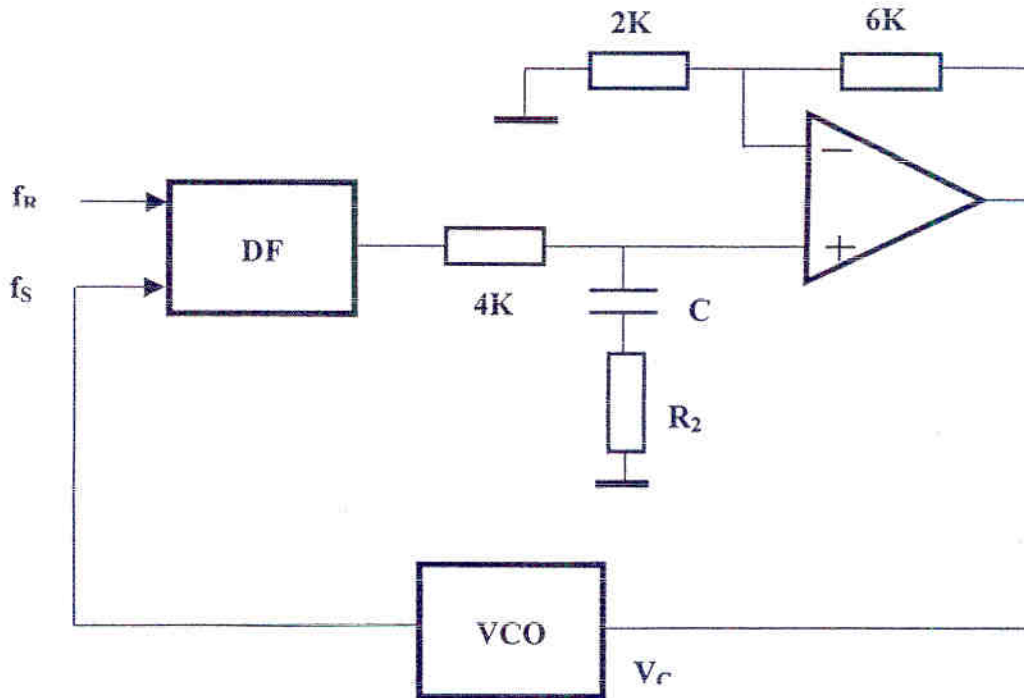
$$V_{max} = V_{INICIAL} + \Delta V \cdot \left(\frac{f_s}{\Delta f} \right)$$

$$= -0.568 + [0.72 + 0.568] \cdot 1.05 = 0.784 \text{ V}$$

$$V_{min} = 0.72 + [-0.568 - 0.72] \cdot 1.05 = -0.63 \text{ V}$$

9.- En el PLL de la figura se quiere diseñar el filtro de manera que si se utiliza para demodulación FSK, la sobretensión de la señal demodulada sea del 27% y el valor de la señal demodulada esté dentro del $\pm 10\%$ del incremento, 0,1ms después de cada transición.

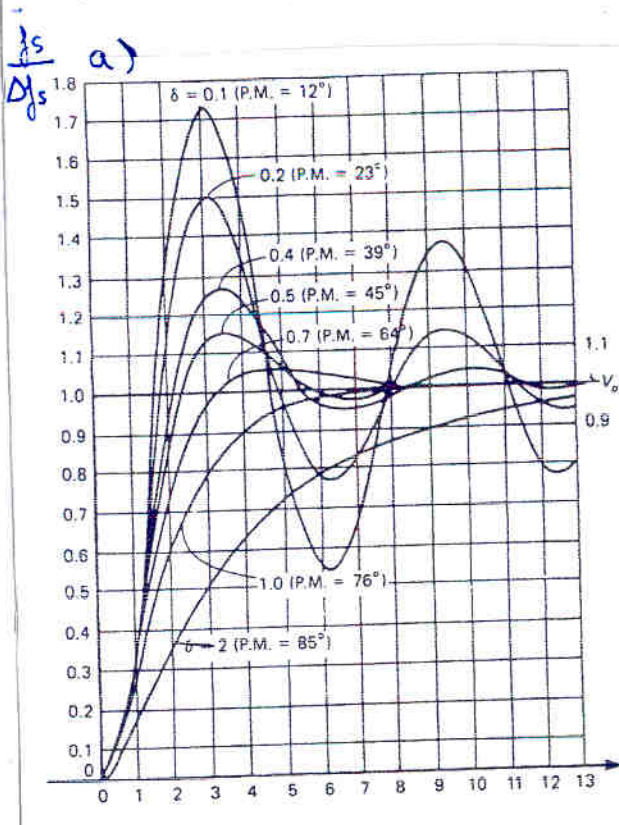
El detector de fase es analógico con $K_d=0,5V/rad$ y el VCO tiene una $f_0=1MHz$ y una $K_v=50KHz/V$.



- Hallar el valor de ξ y ω_n que cumple la condición enunciada.
- Calcular el filtro para obtener dicha especificación.
- Si el PLL se utiliza para demodular una señal FSK con:
 - "1" \rightarrow 1.25MHz
 - "0" \rightarrow 1.05MHz

Dibujar la señal demodulada si la frecuencia de transmisión es de 5000 baudios.

d.- (ver detrás)



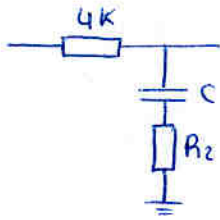
- una sobretensión de 27%
 $\Rightarrow 1,27$ corresponde a $\xi = 0,4$
- 0,1ms después de cada transición debe estar dentro del $\pm 10\%$ del incremento. i.e. $[0,9, 1,1]$

Nota: aunque la grafica sea de frecuencias, es proporcional a la tensión de salida (tomando como referencia nuestra tensión inicial) i.e. es como si la grafica fuese 'unitaria' $V_{MAX} = V_{INI} + \Delta V(\frac{df}{f})$

\Rightarrow se verifica para $\omega_n \cdot t = 5 \text{ rad}$
 $\omega_n \cdot 0,1 \text{ ms} = 5 \text{ rad}$

$$\begin{cases} \xi = 0,4 \\ \omega_n = 50000 \text{ rad/s} \end{cases}$$

b) Calcular el filtro



$$K = 2\pi \cdot K_d \cdot F(0) \cdot A \cdot k_v$$

$$= 2\pi \cdot 0.5 \cdot 1 \cdot 4 \cdot 50000$$

$$= 628318 \text{ s}^{-1}$$

↑
(1 + $\frac{6k}{2k}$)

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T_2}} \quad \left. \begin{array}{l} \rightarrow T_1 = 2.513 \cdot 10^{-4} \text{ s}^{-1} \\ \rightarrow T_2 = 1.44 \cdot 10^{-5} \text{ s}^{-1} \end{array} \right\}$$

$$\xi = \frac{1}{2} \left[T_2 + \frac{1}{K} \right] \omega_n$$

$$\left. \begin{array}{l} T_1 = (R_1 + R_2) \cdot C \\ T_2 = R_2 \cdot C \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{Nos obligan } R_1 = 4k \\ C = 59.22 \text{ nF} \\ R_2 = 243.1 \text{ } \Omega \end{array}$$

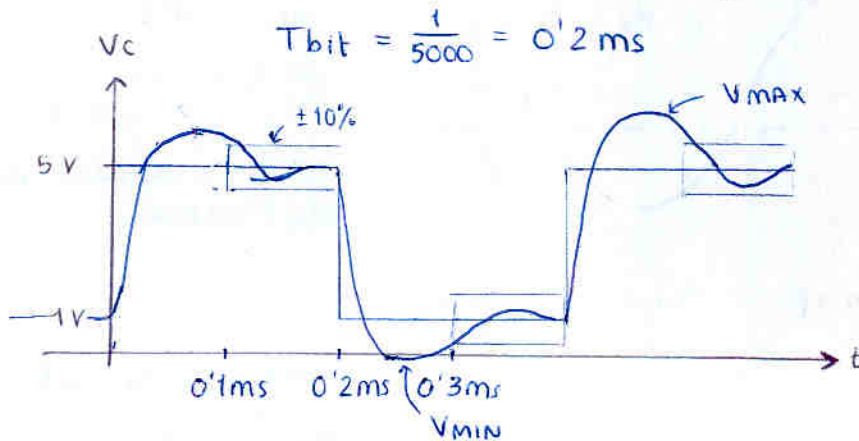
← no supera 1k pero es cosa del examen

c) Demodular FSK si : "1" → 1.25 MHz
 "0" → 1.05 MHz
 5000 Baudios

VCO $V_c = \frac{f_s - f_0}{k_v} \Rightarrow$

"1" $\Rightarrow V_c = \frac{(1.25 - 1) \cdot 10^6}{50000} = 5V$

"0" $\Rightarrow V_c = \frac{(1.05 - 1) \cdot 10^5}{50000} = 1V$



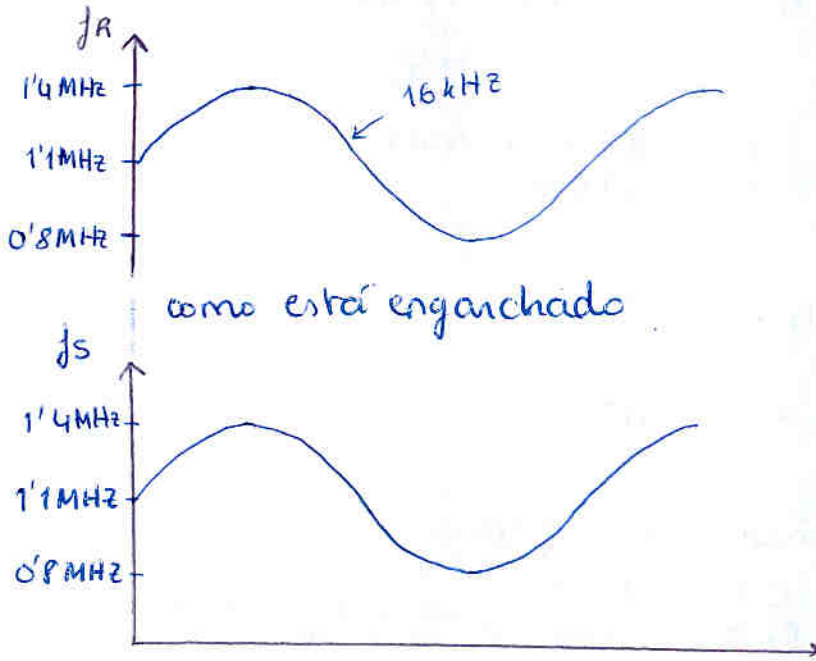
$$V_{\text{MAX}} = V_{\text{INICIAL}} + \Delta V \cdot \left(\frac{f_s}{\Delta f} \right)$$

$$V_{\text{MAX}} = 1 + 4 \cdot 1.27 = 6.08 \text{ V}$$

$$V_{\text{MIN}} = 5 + -4 \cdot 1.27 = -0.08 \text{ V}$$

$\xi = 0.4$ \rightarrow Desventajas: sobreoscilación mayor
 \rightarrow Ventajas: mayor slew-rate

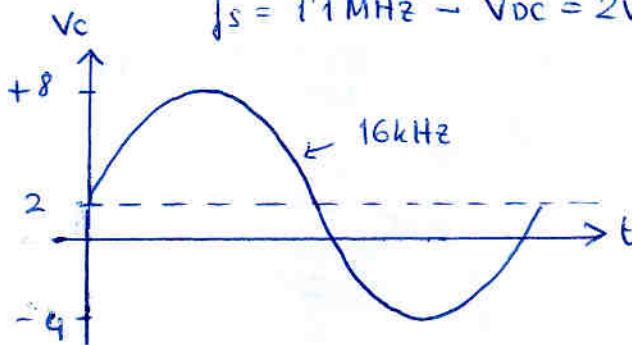
d) utilizar el PLL para demodular FM que varia sinusoidalmente entre 0'8 MHz y 1'4 MHz con una frecuencia de 16 kHz



Como el VCO tiene $f_0 = 1\text{MHz}$ y $K_v = 50\text{kHz/V}$

$$V_c = \frac{f_s - f_0}{K_v}$$

$$\left. \begin{array}{l} f_s = 0.8\text{MHz} \rightarrow V_{c\text{min}} = -4\text{V} \\ f_s = 1.4\text{MHz} \rightarrow V_{c\text{max}} = 8\text{V} \\ f_s = 1.1\text{MHz} - V_{c\text{DC}} = 2\text{V} \end{array} \right\} V_{ac} = 12\text{V}_{pp}$$

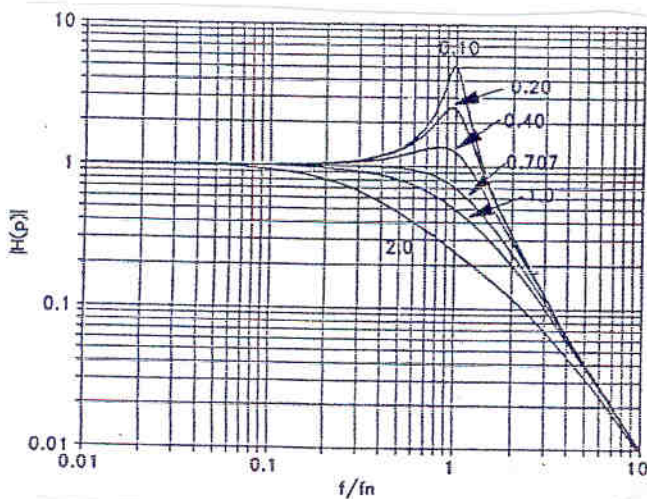


PERO eso sería en el caso IDEAL

ya que $\omega_n = 50000\text{rad/s}$
 $f_n = 7957\text{Hz}$

16 kHz está fuera del ancho de banda.

Miramos en la gráfica 16 kHz ≈ 2 veces f_n

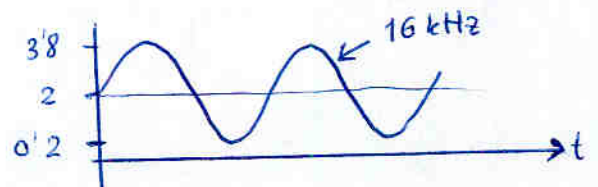


Vemos que hay atenuación 70%

PERO CUIDADO: la atenuación ocurre para la componente de 16 kHz y no para la continua (ya que la continua está en atenuación 0%)

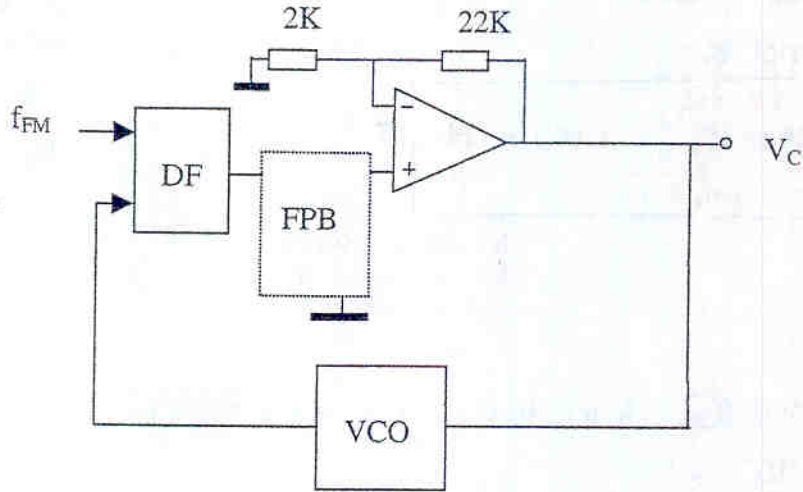
$$V_{DC} = 2\text{V}$$

$$V_{AC} = 12\text{V}_{pp} \cdot 0.3 = 3.6\text{V}$$

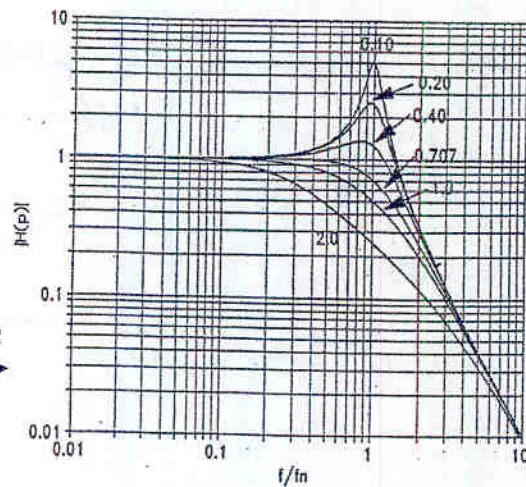
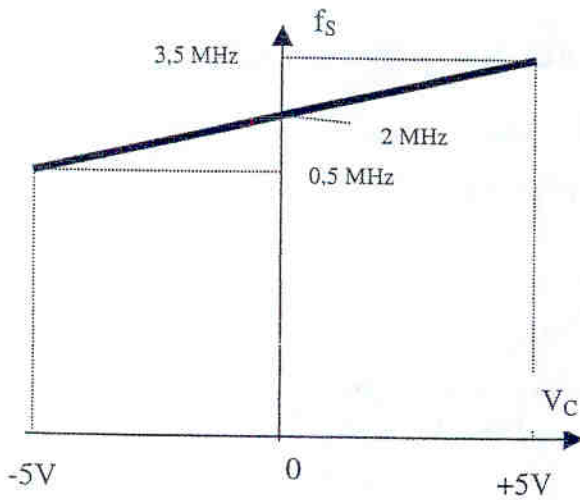


PROBLEMA 2.- (5 puntos)

Se va a utilizar el PLL de la figura para demodular una señal de FM que varía senoidalmente entre 1,5 MHz y 3,5 MHz con una frecuencia de 1 KHz. Se pretende que la señal en V_C no quede atenuada, por lo que se elige un ancho de banda del PLL igual a 10 veces la señal a demodular, con un factor de amortiguamiento de 0,707. El DF tiene una $K_d=0,5V/rad$ y la respuesta del VCO se muestra en la figura de abajo.



- A.- (0,5 puntos) ¿Qué tipo de filtro elegirías para el diseño y por qué?
- B.- (1,5 puntos) Diseña el filtro del PLL eligiendo los valores de resistencias y condensadores que consideres conveniente.
- C.- (0,5 puntos) Dibuja la respuesta en frecuencia del filtro y la respuesta en frecuencia del PLL, indicando los valores significativos de los ejes de abscisas y ordenadas.
- D.- (1 punto) Dibuja la señal demodulada.
- E.- (0,5 puntos) Con el diseño del PLL realizado, explica qué pasaría si se utilizara este PLL para demodular una señal modulada en frecuencia por una señal de audio ($f_{m(\text{audio})} \rightarrow 20 \text{ Hz} - 20\text{KHz}$).
- F.- (1 punto) Dibuja la señal de salida que se obtendría con el PLL diseñado si se quiere demodular una señal de FM que varía senoidalmente entre 1,5 MHz y 3,5 MHz con una frecuencia de 30 KHz.



Problema 2

A) Tipo de filtro

Nos piden ajustar 2 parámetros

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_n = 10 \cdot 1 \text{ kHz} \\ \xi = 0.707 \end{array} \right\}$$

⇒ filtro de 2° orden:
Lead-Lag

B) Diseño del filtro

Necesitamos K

$$K = \underbrace{2\pi \cdot K_d \cdot K_v}_{\omega \text{ de siempre}} \cdot F(0) \cdot A \quad \text{s}^{-1}$$

¡No olvidar todas las ganancias que hayaen!!!!

De la gráfica del VCO

$$\begin{aligned} f_0 &= 2 \text{ MHz} \\ K_v &= \frac{(3.5 - 2) \text{ MHz}}{5 \text{ V}} \\ &= 3 \cdot 10^5 \text{ Hz/V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} K &= 2\pi \cdot 0.5 \text{ V/rad} \cdot 3 \cdot 10^5 \text{ Hz/V} \cdot 1 \cdot \left(1 + \frac{22 \text{ k}}{2 \text{ k}}\right) \\ &= 3.6\pi \cdot 10^6 \text{ s}^{-1} \end{aligned}$$

Ecuaciones del filtro Lead Lag

$$\begin{aligned} \omega_n &= \sqrt{\frac{K}{T_1}} \rightarrow T_1 = \frac{K}{\omega_n^2} = \frac{3.6\pi \cdot 10^6}{(10 \text{ k})^2} = 0.036\pi \\ \xi &= \frac{1}{2} \left[T_2 + \frac{1}{K} \right] \omega_n \rightarrow T_2 = \frac{2\xi}{\omega_n} - \frac{1}{K} = \frac{2 \cdot 0.707}{10 \text{ k}} - \frac{1}{3.6\pi \cdot 10^6} = 1.413 \cdot 10^{-4} \end{aligned}$$

Siendo

$$\begin{aligned} T_1 &= (R_1 + R_2)C \\ T_2 &= R_2C \end{aligned}$$

tomando $C = 100 \text{ nF}$

$$R_2 = 1.413 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 1129.56 \text{ k}\Omega$$

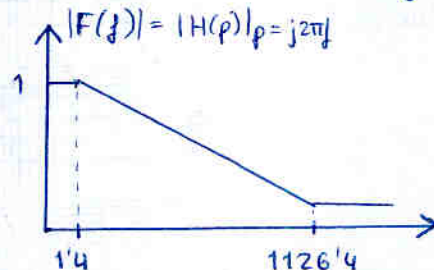
C) Dibujar respuesta en frecuencia del filtro y del PLL

Respuesta en frecuencia del filtro Lead-Lag

$$F(p) = \frac{1 + T_2 p}{1 + T_1 p}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi T_1} = 1.407 \text{ Hz}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi T_2} = 1126.362 \text{ Hz}$$

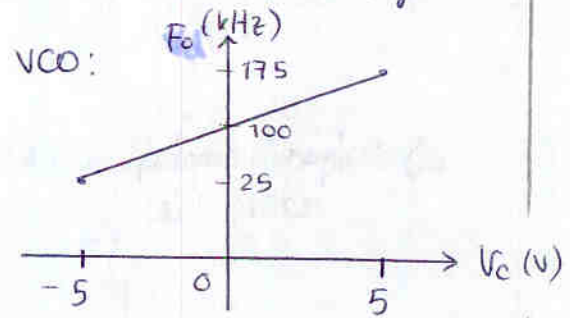


Problema Junio 98

PLL \rightarrow Demodulador FSK 100 kHz \rightarrow 120 kHz

Para asegurar estabilidad, margen de lock-in un 25% mayor que el mayor salto

- $\xi = 0.707$ usando filtro lead lag
- Detector de fase analógico $K_d = 3 \text{ V/rad}$



a) Diseñar Filtro PLL
Necesitamos ξ , K y ω_n

del VCO $f_o = 100 \text{ kHz}$
 $K_v = \frac{175 - 25}{100} = 15 \text{ kHz}$

- $K = 2\pi \cdot K_d \cdot K_v \cdot F(0) = 2\pi \cdot 3 \cdot 15000 \cdot 1 = 282743 \text{ s}^{-1}$
- $\xi = 0.707$
- ω_n lo sacamos a partir del lock-in

$$\Delta\omega_L = 1.25 \cdot (2\pi \Delta f) \leftarrow ! \text{ no olvidar el } 2\pi$$

\uparrow 25% mayor \uparrow $\Delta f_{\text{FSK}} = 20 \text{ kHz}$

Mirando la tabla de fórmulas $\Delta\omega_L = 2\xi \cdot \omega_n$

Por tanto $1.25 \cdot (2\pi \cdot \Delta f) = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n$
 obtenemos $\omega_n = 110088 \text{ rad/s}$

Una vez conocidos ξ , K y ω_n , el diseño del filtro es inmediato

$$\left. \begin{aligned} \omega_n &= \sqrt{\frac{K}{T_1}} \\ \xi &= \frac{1}{2} \left[T_2 + \frac{1}{K} \right] \omega_n \end{aligned} \right\} \begin{aligned} T_1 &= 2.2911 \cdot 10^{-5} \text{ s} \\ T_2 &= 9.192 \cdot 10^{-6} \text{ s} \end{aligned}$$

Tomando $C = 1 \text{ nF}$ se obtiene

$$R_2 = 9192 \Omega$$

$$R_1 = 13719 \Omega$$

b) Hallar el margen de Hold-in

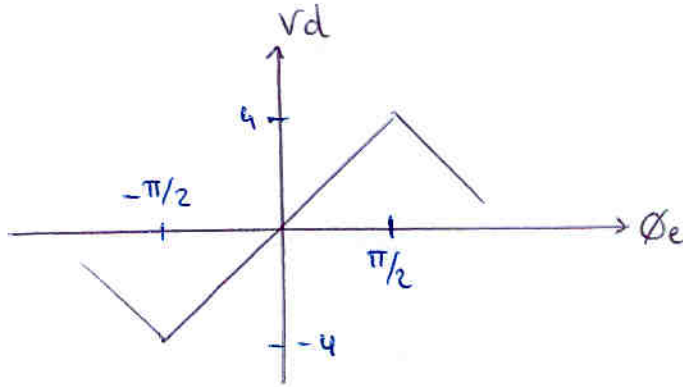
DF analógico

Saber obtener
(o recordar)

$$\Delta\omega_H = K \cdot F(0) = 282743 \text{ rad}$$

$$\Delta f_H = \frac{\Delta\omega_H}{2\pi} =$$

c) suponiendo detector de fase. Calcular margen hold-on



Nota: olvidarnos aquí de la FSK; el hold-on no tiene nada que ver con saltos de frecuencia

Nota: saber que esto era un XOR

$$V_{dmax} = 4V$$

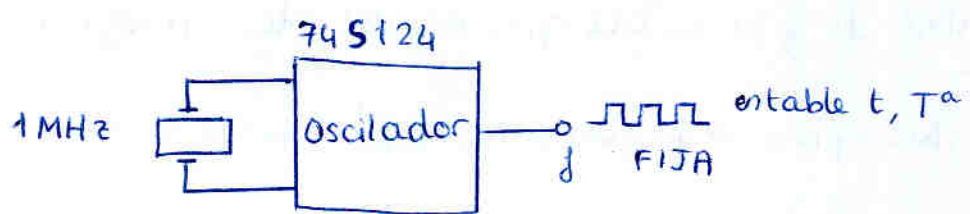
$$V_{cmax} = V_{dmax} \cdot F(0) = 4V$$

$$\Delta f_H = K_v \cdot F(0) \cdot V_{dmax} = 15000 \cdot 1 \cdot 4 = 60 \text{ kHz}$$

TEMA 5 - Sintetizadores De Frecuencia

Siempre ha sido un caballo de batalla de la electrónica conseguir un oscilador de una frecuencia fija con el tiempo y la temperatura.

Hoy día se consigue fácilmente con un cristal de cuarzo



Pero los cristales son 50kHz - 50MHz
 Por ello utilizamos, para $f > 50\text{MHz}$, sintetizadores de frecuencia.

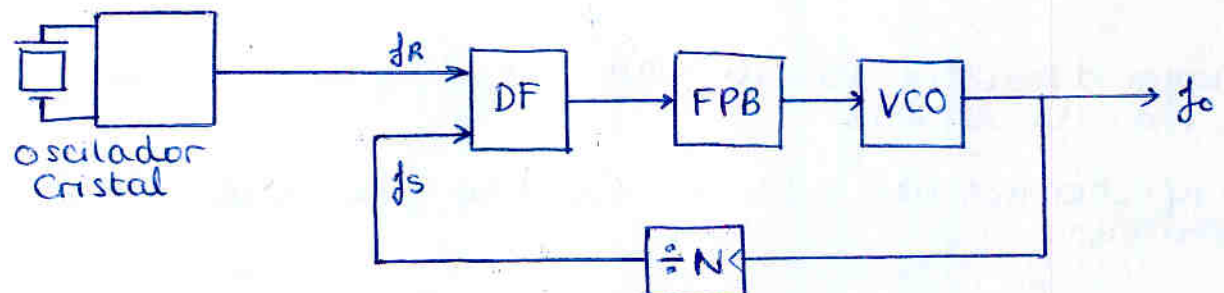
→ sintetizador de frecuencia: generador de frecuencia variable que permite obtener frecuencia muy precisa y estable.

Directos:

- muy caros
- sólo equipos profesionales o militares

Indirectos:

- mediante PLLs



$$f_s = f_R = \frac{f_0}{N}$$

$$\Downarrow$$

$$f_0 = N \cdot f_R$$

contador digital que divide la frecuencia por N (N programable)

Gracias al oscilador y el PLL, f_0 será mas estable que si la generásemos directamente con el VCO

ejemplo:

• $f_R = 50 \text{ MHz} \Rightarrow N = 20 \Rightarrow f_o = 1 \text{ GHz}$

Son frecuencias PRECISAS Y ESTABLES

• $f_R = 1 \text{ MHz} \quad N = \begin{cases} 5 \\ \vdots \\ 50 \end{cases} \Rightarrow f_o = \begin{cases} 5 \text{ MHz} \\ \vdots \\ 50 \text{ MHz} \end{cases}$

Problema; por ser N entero, solo obtenemos f_o 's discretas.

Consideraciones

1- Resolución

Mínimo cambio de frecuencia que es posible conseguir a la salida

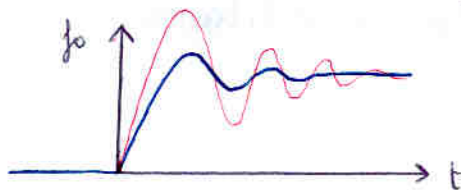
• Al aumentar N un paso $\rightarrow f_o$ aumenta en $f_{oscilador}$

2- Las ecuaciones de diseño son las mismas que para el PLL pero teniendo en cuenta el/los divisor/es de frecuencia en la ganancia de lazo

$$K = 2\pi \cdot K_d \cdot K_v \cdot F(0) \cdot \frac{1}{N}$$

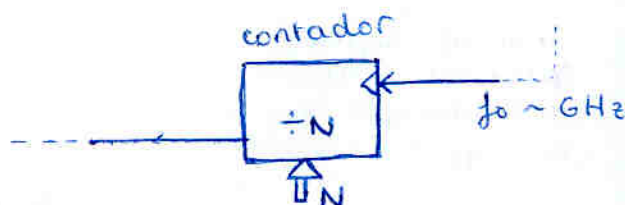
Fórmulas de ξ y ω_n iguales

3- Si en el sintetizador enganchado cambiamos súbitamente N, se producirá un transitorio en f_o similar a los que se observaban con los saltos de frecuencia en la entrada



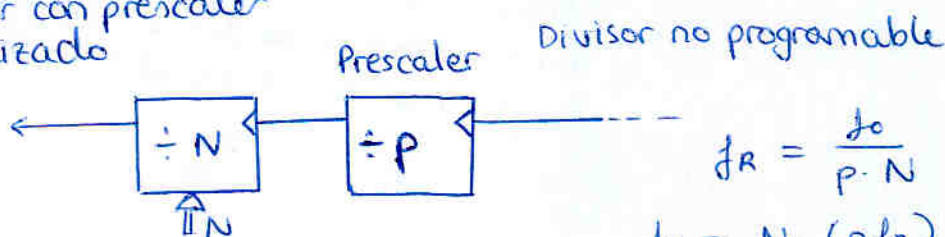
4- Mayor dificultad del sintetizador: no hay divisores programables de más de 200 MHz

En aplicaciones del orden de GHz hay que modificar esta estructura



No hay contadores programables que acepten señales de reloj de GHz

Se hace: Sintetizador con prescaler el más utilizado



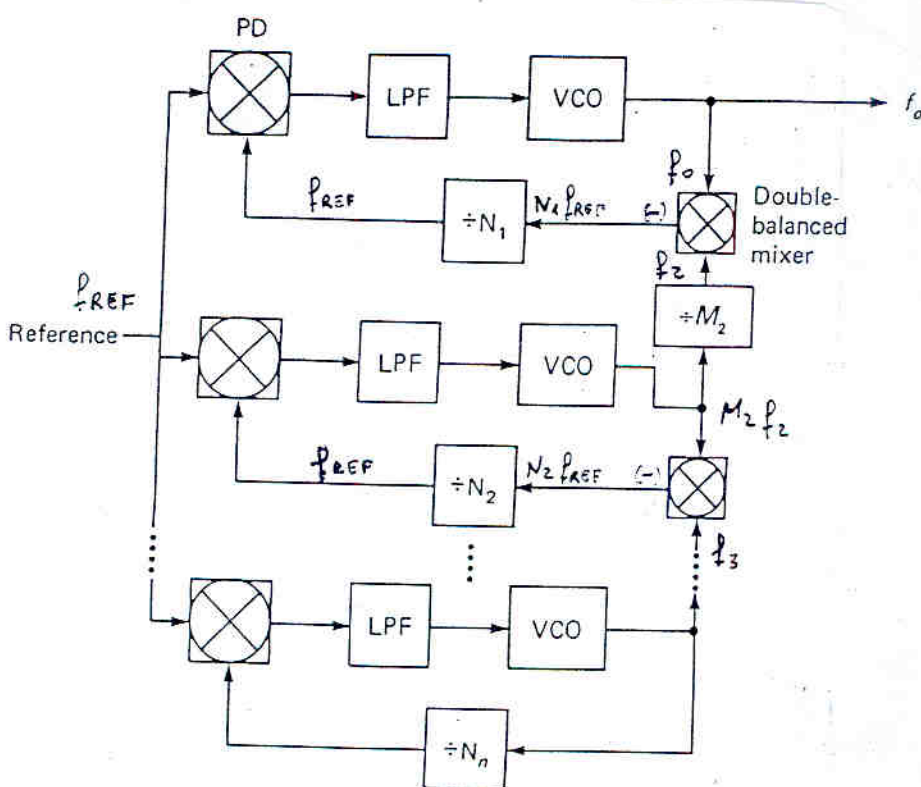
$$f_R = \frac{f_o}{P \cdot N}$$

$$f_o = N \cdot (P f_R)$$

Resolución más alta

Principal problema del prescaler es una resolución alta
la alternativa es:

5.2 Sintetizador de múltiples lazos



N programable
 M fijo

Hay una referencia común a todos los DF y por tanto suponemos como siempre la otra entrada igual también a f_{REF}

$$\begin{aligned} f_0 - f_2 &= f_{ref} \cdot N_1 \\ M_2 f_2 - f_3 &= f_{ref} \cdot N_2 \\ M_3 f_3 - f_4 &= f_{ref} \cdot N_3 \\ &\vdots \end{aligned} \left. \begin{array}{l} \rightarrow \\ \rightarrow \\ \rightarrow \\ \vdots \end{array} \right\} \begin{aligned} f_0 &= f_{REF} N_1 + f_2 = f_{REF} N_1 + f_{REF} \frac{N_2}{M_2} + \frac{f_3}{M_2} \\ f_0 &= f_{REF} N_1 + f_{REF} \frac{N_2}{M_2} + f_{REF} \frac{N_3}{M_2 M_3} + \frac{f_4}{M_2 M_3} \\ &\vdots \end{aligned}$$

Así que

$$f_0 = f_{REF} \left[N_1 + \frac{N_2}{M_2} + \dots + \frac{N_n}{M_2 M_3 \dots M_n} \right]$$

Resolución: haciendo $N_n = 1$

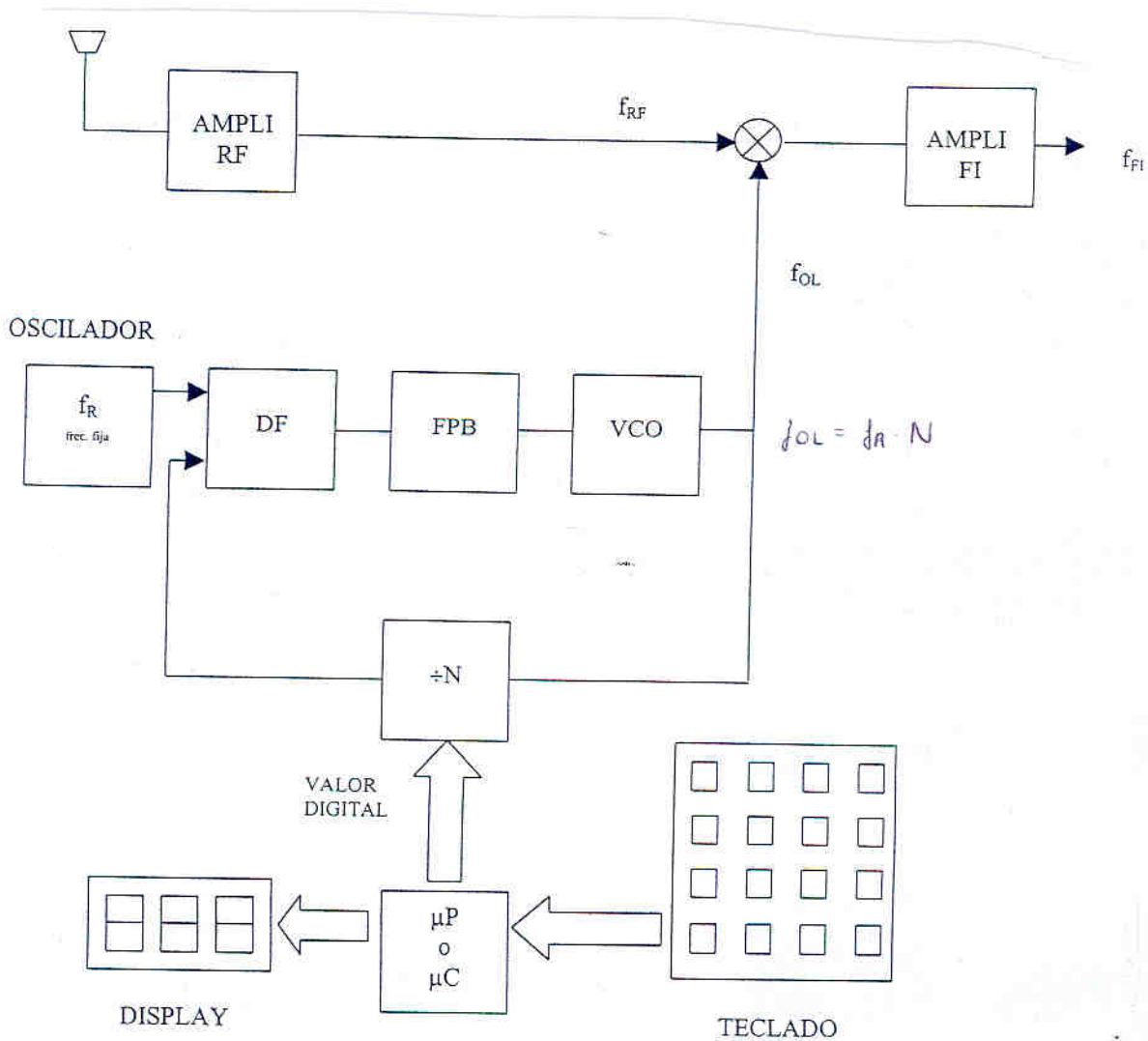
$$\text{Resolución} = f_{REF} \cdot \left[\frac{1}{M_2 M_3 \dots M_n} \right]$$

ejemplo: haciendo $M_2 = M_3 = \dots = M_N = 10$

$$f_0 = f_{REF} \left[N_1 + \frac{N_2}{10} + \frac{N_3}{10^2} + \frac{N_4}{10^3} + \frac{N_5}{10^4} + \dots \right]$$

5.3 Ejemplos de Aplicación

- Generación de f_{OL} en los receptores superheterodinos



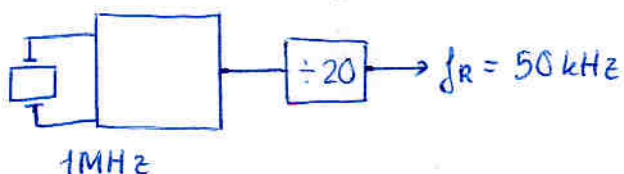
ejemplo: receptor de radio FM

Resolución habitual = 50 kHz o 100 kHz

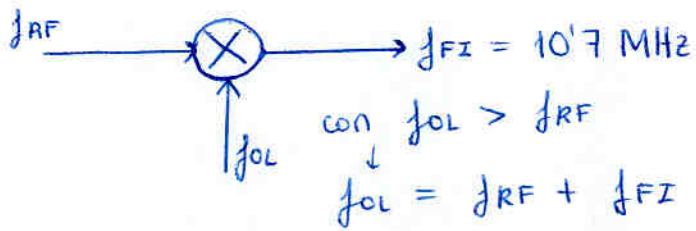
RF \rightarrow 87 MHz \rightarrow 110 MHz

$f_{FI} = 107$ MHz

Es difícil encontrar un oscilador de cristal de 50 kHz
Una solución es por ejemplo



Diseñamos el receptor superheterodino



$$f_{RF} \rightarrow 87 \text{ MHz} - 110 \text{ MHz}$$

$$f_{OL} \rightarrow 97.7 \text{ MHz} - 120.7 \text{ MHz}$$

Por tanto

$$N_{\min} = \frac{97\,700 \text{ kHz}}{50 \text{ kHz}} = 1954 \Rightarrow \text{Siempre deben de ser enteros positivos diferentes de cero}$$

↑
resolución

$$N_{\max} = \frac{120\,700 \text{ kHz}}{50 \text{ kHz}} = 2414$$

¿Qué valor de N para sintonizar la SER $f_{RF} = 100.4 \text{ MHz}$?

$$f_{RF} = 100.4 \text{ MHz}$$

$$f_{OL} = 100.4 + 10.7 = 111.1 \text{ MHz}$$

$$N = \frac{111\,100 \text{ kHz}}{50 \text{ kHz}} = 2222$$

Q. 1. A particle is moving with a constant velocity v in a circular path of radius r . Find the change in its velocity after it has travelled a distance of $\frac{1}{4}$ of the circle.

Ans. $\Delta v = \sqrt{v^2 + v^2} = \sqrt{2}v$

$$v_1 = v \hat{i}$$

$$v_2 = v \hat{j}$$

$$v_3 = v \hat{k}$$

$$v_4 = v \hat{i}$$

Q. 2. A particle is moving with a constant velocity v in a circular path of radius r . Find the change in its velocity after it has travelled a distance of $\frac{1}{4}$ of the circle.

$$\Delta v = \sqrt{v^2 + v^2} = \sqrt{2}v$$

Q. 3. A particle is moving with a constant velocity v in a circular path of radius r . Find the change in its velocity after it has travelled a distance of $\frac{1}{4}$ of the circle.

$$\Delta v = \sqrt{v^2 + v^2} = \sqrt{2}v$$

$$v_1 = v \hat{i}$$

$$v_2 = v \hat{j}$$

$$v_3 = v \hat{k}$$

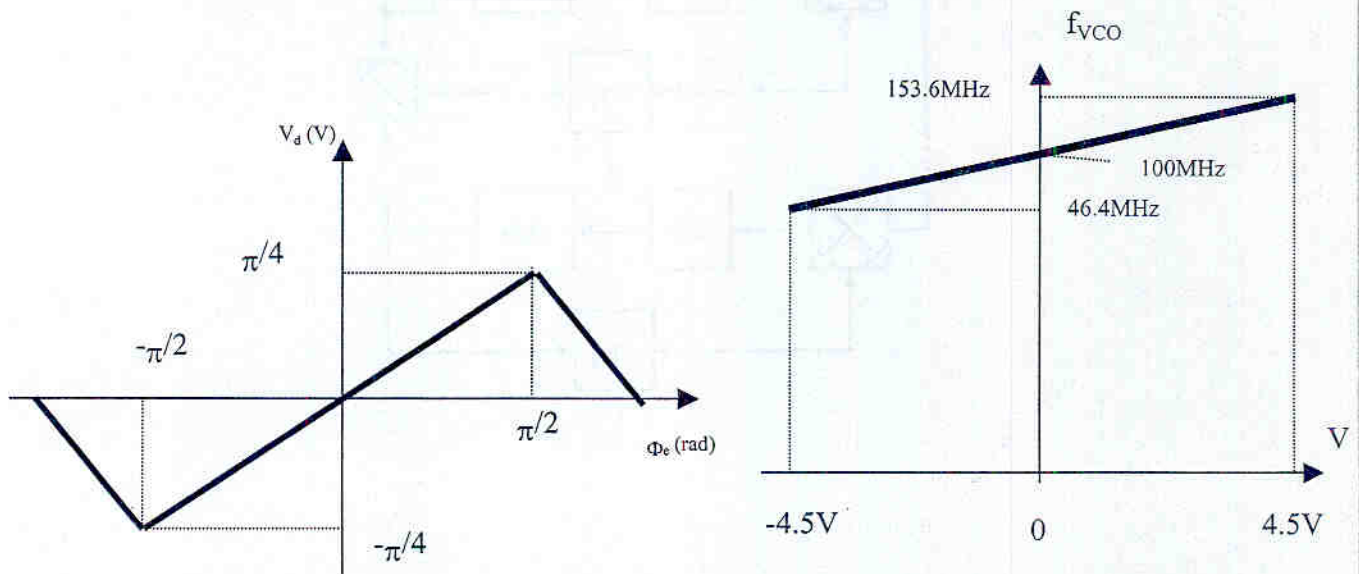
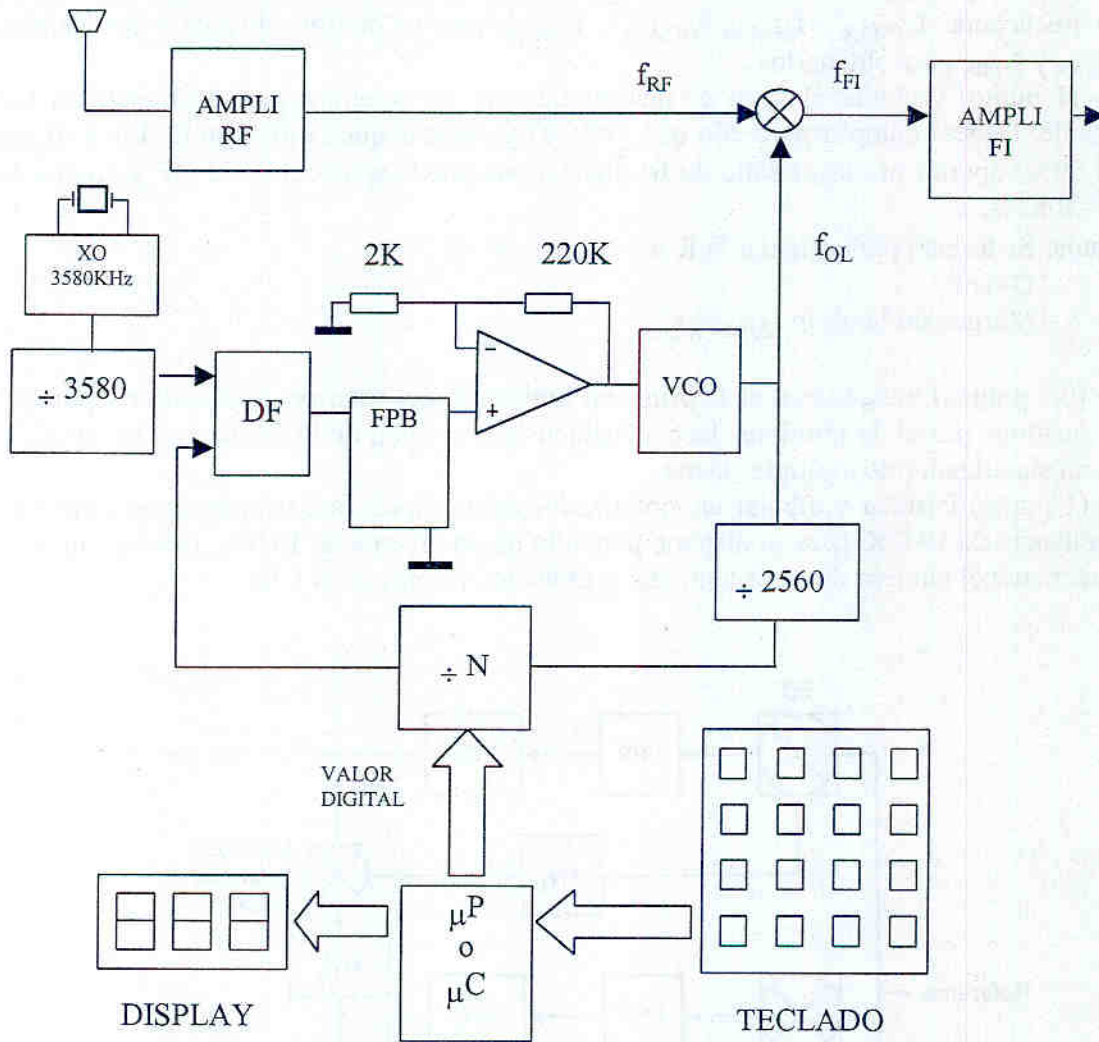
$$v_4 = v \hat{i}$$

Q. 4. A particle is moving with a constant velocity v in a circular path of radius r . Find the change in its velocity after it has travelled a distance of $\frac{1}{4}$ of the circle.

Problemas de Examen

PROBLEMA 2.-

El sintetizador de la figura se utiliza para la selección de canales de TV en VHF.



a.- (0.5 puntos) Calcular la resolución del sintetizador y cuántas frecuencias distintas se podrán sintetizar.

b.- (1 punto) Calcular qué valor de N deberá cargar el microcontrolador (μC) en el sintetizador para sintonizar una $f_{RF}=100.34$ MHz si la f_{FI} en VHF es de 38.9MHz y $f_{RF}>f_{OL}$. Calcular también para ese caso la V_C (entrada al VCO) y la V_d (salida del DF).

c.- (1 punto) Teniendo en cuenta el rango de frecuencias del VCO, calcular los valores de frecuencia: f_{RFMAX} , f_{RFMIN} , f_{OLMAX} , f_{OLMIN} , que se podrán obtener y los valores N_{MAX} y N_{MIN} para obtenerlos.

d.- (1 punto) Calcular el filtro de manera que nos aseguremos que el sintetizador sea estable. Deberá cumplir para ello que $\xi=0.707$ y además que el margen de Lock-in sea un 30% superior al mayor salto de frecuencia que pueda aparecer en el DF y que es de $\Delta f=30$ KHz.

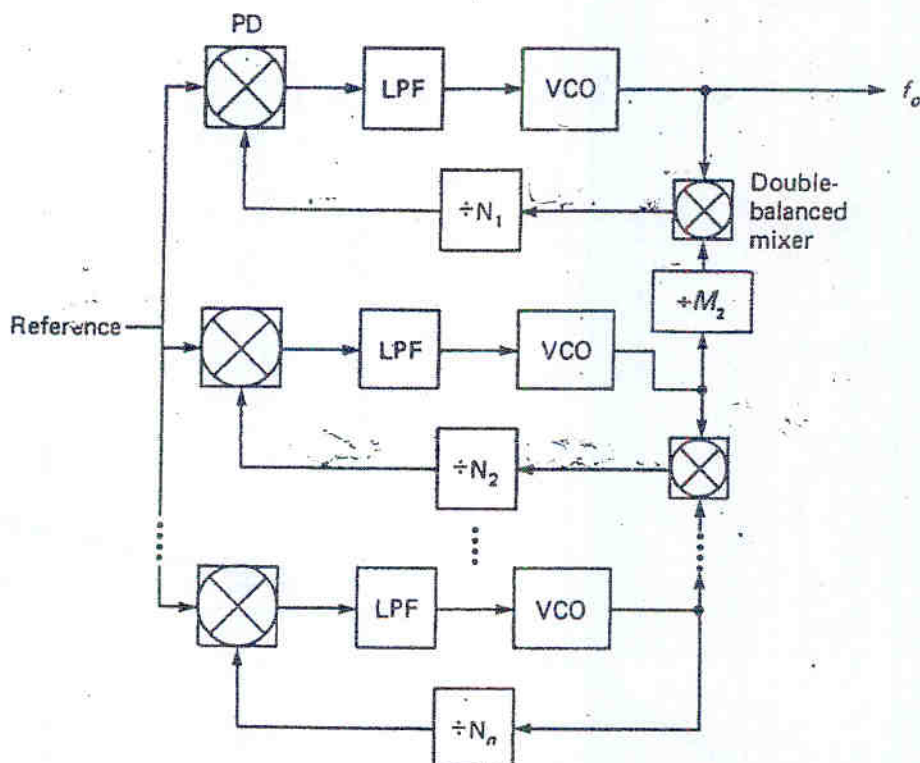
Datos: Se tomará para calcular la K un valor de $N=19$

$$C=1nF$$

$$\text{Margen de Lock-in } \Delta\omega_L = \pi\xi\omega_n$$

e.- (0.5 puntos) Indicar cuál es la principal limitación del anterior sintetizador y por qué se sustituye por el de múltiples lazos. Deducir la expresión de la frecuencia de salida f_0 de un sintetizador de múltiples lazos.

f.- (1 punto) Diseñar y dibujar un sintetizador de múltiples lazos capaz de generar una frecuencia de 1942KHz si se dispone para ello de una fuente de 1MHz. Deberás indicar claramente el número de lazos a utilizar y todos los valores de N y M.



Problema Examen. Problema 2.

a) Resolución = $p \cdot f_R = 2560 \cdot \frac{3580 \text{ kHz}}{3580} = 2560 \text{ kHz}$

b) $N_{\text{INTERVALOS}} = \frac{[153600 - 46400] \text{ kHz}}{2560} = 41'875$

b) Valor de N para sintonizar $f_{RF} = 100'34 \text{ MHz}$ si $f_{FI \text{ VHF}} = 38'9 \text{ MHz}$. Calcular además V_c y V_d . Tomar $f_{RF} > f_{OL}$

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

$$\hookrightarrow f_{OL} = f_{RF} - f_{FI} = 100'34 - 38'9$$

$$f_{OL} = 61'44 \text{ MHz}$$

que corresponde a

$$N = \frac{61440}{2560} = 24$$

Aplicando la ecuación del VCO

$$V_c = \frac{f_{OL} - f_0}{K_v} \quad \text{siendo } K_v, \text{ de la gráfica: } K_v = \frac{(153'6 - 46'4) \text{ MHz}}{9 \text{ V}} = 11'91 \text{ MHz/V}$$

$$V_c = \frac{61'44 - 100}{11'91} = -3'237 \text{ V}$$

$$V_d = \frac{V_c}{A} = \frac{-3'237}{1 + \frac{220}{2}} = -29'16 \text{ mV}$$

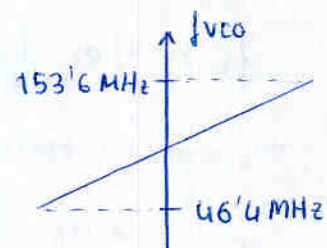
c) Calcular $f_{RF \text{ MAX}}$, $f_{RF \text{ MIN}}$, $f_{OL \text{ MAX}}$, $f_{OL \text{ MIN}}$, N_{MAX} y N_{MIN}

$$f_{RF} > f_{OL} \Rightarrow f_{RF} = f_{FI} + f_{OL}$$

$$N_{\text{MIN}} = \frac{46400}{2560} = 18'125 \Rightarrow N_{\text{min}} = 19 \quad (\text{redondeando hacia arriba})$$

$$N_{\text{MAX}} = \frac{153600}{2560} = 60 \Rightarrow N_{\text{max}} = 60$$

Por lo tanto:



$$f_{OL} \begin{cases} f_{OL \text{ MIN}} = N_{\text{min}} \cdot 2560 \cdot 1 \text{ kHz} = 48'64 \text{ MHz} \\ f_{OL \text{ MAX}} = N_{\text{max}} \cdot 2560 \cdot 1 \text{ kHz} = 153'6 \text{ MHz} \end{cases}$$

$$f_{RF} \begin{cases} f_{RFMIN} = f_{FI} + f_{OLMIN} = 87'54 \text{ MHz} \\ f_{RFMAX} = f_{FI} + f_{OLMAX} = 192'5 \text{ MHz} \end{cases}$$

d) Calcular el filtro para que sea el sintetizador estable
 Para ello $\xi = 0'707$ y margen de Lock In 30% superior
 al mayor salto de frecuencia que aparecerá en el
 DF, que es $\Delta f = 30 \text{ kHz}$

$$K = 2\pi \frac{K_d \cdot K_v \cdot A \cdot F(0)}{N \cdot p} = 11'51 \text{ MHz/V}$$

$$\left. \begin{cases} K_v = 11'51 \text{ kHz} & A = 111 \\ K_d = \frac{\pi/4}{\pi/2} = 0'5 \text{ V/rad} & N = 19 \end{cases} \right\}$$

Por tanto $K = 85386 \text{ s}^{-1}$

$$\Delta\omega_L = 1'3 \cdot 2\pi \Delta f = \pi \xi \omega_n$$

$$\text{despejando } \omega_n = \frac{1'3 \cdot 2\pi \cdot \Delta f}{\pi \cdot \xi} = 110325 \text{ rad/s}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T_1}} \quad \left. \begin{array}{l} \rightarrow \\ \rightarrow \end{array} \right\} \begin{array}{l} T_1 = 7'015 \cdot 10^{-6} \\ T_2 = 1'105 \cdot 10^{-6} \end{array}$$

$$\xi = \frac{1}{2} \left[T_2 + \frac{1}{K} \right] \omega_n$$

$$\text{Tomando } C = 1 \text{ nF} \Rightarrow \begin{array}{l} R_2 = 1105 \Omega \\ R_1 = 5910 \Omega \end{array}$$

e) ¿Principal limitación del anterior sintetizador?
 La resolución, se soluciona con sintetizador de
 múltiples lazos.

$$f) \quad f_0 = f_{REF} \left[N_1 + \frac{N_2}{M_2} + \dots + \frac{N_M}{M_2 \cdot M_3 \cdot \dots \cdot M_N} \right]$$

Queremos
 $f_0 = 1942 \text{ kHz}$
 con
 $f_R = 1 \text{ MHz}$

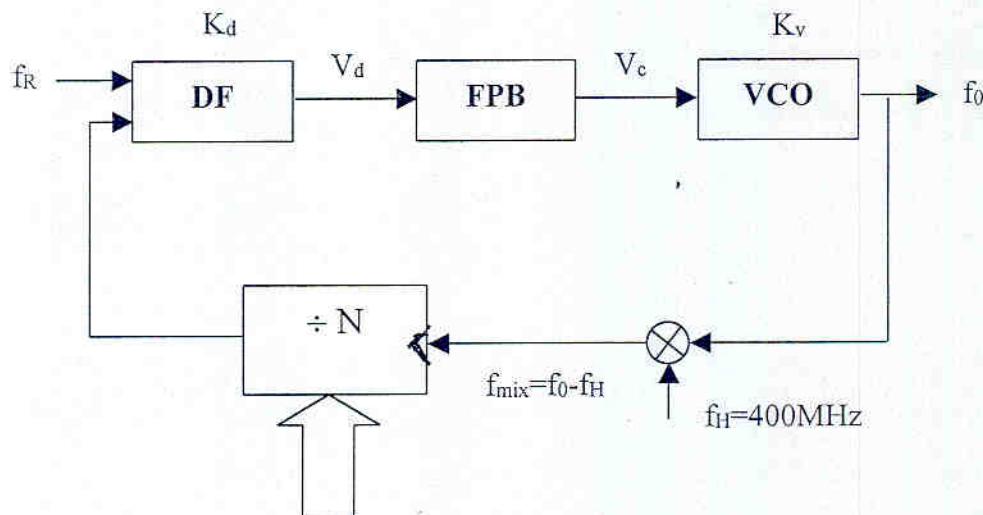
Tomando todas las $M = 10$

$$f_0 = 1 \text{ MHz} \cdot \left[1 + \frac{9}{10} + \frac{4}{10 \cdot 10} + \frac{2}{10 \cdot 10 \cdot 10} \right]$$

Problema 3.- (2 puntos)

El sintetizador de la figura proporciona una frecuencia de salida que va desde 444 MHz a 448 MHz en saltos de 10KHz.

- A.- (0.5 puntos) Explica por qué crees que se utiliza el mezclador. ¿Cómo generarías f_H ?
- B.- (0.5 puntos) ¿Qué valor debe tener f_R ? ¿Explica por qué?. ¿Cómo la generarías explicando por qué?
- C.- (0.5 puntos) Calcula el valor mínimo y máximo de N , y cuántas frecuencias distintas se podrían sintetizar.
- D.- (0.5 puntos) Explica qué ocurrirá en la frecuencia de salida cada vez que cambie el valor de N , si el factor de amortiguamiento es muy bajo, por ejemplo 0.2.



a) Teniendo en cuenta que f_0 va de 444 MHz a 448 MHz, el contador programable no puede trabajar a esas frecuencias. El mezclador baja 400 MHz. (> 200 MHz)

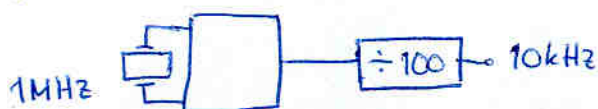
b) ¿qué valor debe tener f_R ?
 f_R es igual a la resolución
 luego $f_R = 10$ kHz

$$\frac{f_0 - f_H}{N} = f_R$$

$$f_0 = N f_R + f_H$$

como 10 kHz $<$ 50 kHz \Rightarrow no se puede generar mediante cristal

Haria:



$$c) \quad f_{\text{MIN}} = 444 \text{ MHz} \rightarrow f_{\text{MIX}_{\text{MIN}}} = f_{\text{MIN}} - 400 \text{ MHz} = 44 \text{ MHz}$$

$$f_{\text{MAX}} = 448 \text{ MHz} \rightarrow f_{\text{MIX}_{\text{MAX}}} = f_{\text{MAX}} - 400 \text{ MHz} = 48 \text{ MHz}$$

$$N_{\text{MIN}} = \frac{44000 \text{ kHz}}{10 \text{ kHz}} = 4400$$

$$N_{\text{MAX}} = \frac{48000 \text{ k}}{10 \text{ k}} = 4800$$

$$N^{\circ} \text{ frecuencias distintas} = 4800 - 4400 + 1 = 401$$

d) Si tenemos ξ bajo ej $\xi = 0.2$
¿Qué ocurrirá en la frecuencia de salida cada vez que cambia N ?

Habrà una sobreoscilación muy grande
pero aquí no importa tanto porque cambios de N son poco
frecuentes (comparado por ejemplo con una FSK donde
la free entrada salta bruscamente muy a menudo)

PROBLEMA 1 (5 PUNTOS)

En una aplicación de radiodifusión de FM se utiliza un receptor superheterodino para sintonizar una emisora de música ubicada en el dial 88.5.

- (0.5) Dibuja el diagrama de bloques de dicho receptor, explicando la función de cada uno de los bloques que lo constituyen.
- (0.25) Indica las ventajas que introduce el uso de los receptores superheterodinos frente a los receptores de conversión directa.
- (0.25) Indica la frecuencia central y el ancho de banda de las señales existentes a la entrada y salida de todos los bloques que constituyen el receptor superheterodino para sintonizar el dial 88.5.

Aclaraciones del apartado c:

1.- El ancho de banda de la señal en banda base que desea sintonizarse es W (Hz), y el tipo de modulación de frecuencia que se ha empleado en el transmisor es de banda estrecha, por tanto debe suponerse que el ancho de banda de la señal modulada emitida por el transmisor es $2W$ (Hz).

2.- Considera que la frecuencia del oscilador local es superior a la frecuencia de la señal que se desea sintonizar.

- (0.5) Propón un circuito para implementar el subsistema del receptor superheterodino encargado de realizar la conversión de frecuencia. Indica la función de cada uno de los componentes que has empleado en la implementación. (Nota: No debes analizar el circuito).
- (0.5) Supón que el conversor de frecuencia que has propuesto en el apartado anterior proporciona la siguiente señal a su salida:

$$u_O = (u_{OL} + u_{RF})p(t) \text{ donde:}$$

$$u_{OL} = V_{OL} \sin(2\pi f_{OL} t)$$

$$u_{RF} = V_{RF} \sin(2\pi f_{RF} t)$$

$$p(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin[2\pi(2n+1)f_{OL} t]}{2n+1}$$

- e.1 Indica si dicho conversor puede ser empleado para obtener el mezclado de frecuencias $f_{FI} = f_{OL} - f_{RF}$. Justifica tu respuesta.
 - e.2 Indica las frecuencias de todos los productos de intermodulación que genera dicho conversor especificando su orden.
 - e.3 ¿Qué subsistema del receptor superheterodino se utiliza para eliminar dichos productos de intermodulación?
- (0.25) Calcula el valor de la frecuencia de la banda imagen correspondiente a la señal que se desea sintonizar (dial 88.5), teniendo en cuenta que el receptor ha sido diseñado con la condición $f_{OL} > f_{RF}$. ¿Qué subsistema del receptor superheterodino se utiliza para eliminar la banda imagen?

El diagrama de la Figura 1 representa la etapa de entrada del receptor superheterodino. Y_1 e Y_2 son las admitancias de entrada y salida, respectivamente, del bloque

amplificador. Los valores de dichas admitancias calculados para obtener **Máxima Transferencia de Potencia** a la frecuencia de trabajo son los siguientes:

$$Y_1 = (12 + 40.2j) \text{ (mmhos)}$$

$$Y_2 = (0.14 + 0.9j) \text{ (mmhos)}$$

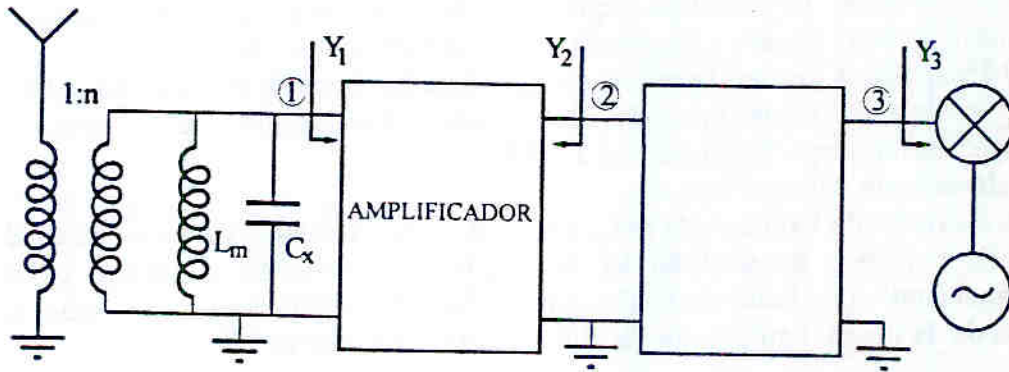


Figura 1

g. Para implementar el bloque amplificador se proponen dos circuitos:

g.1 (0.75) El circuito integrado CA3028 (ver hoja de especificaciones que se adjunta), el cual puede operar tanto en modo diferencial como en modo cascado. Teniendo en cuenta el **criterio de estabilidad** que debe cumplir el amplificador ¿Recomendarías el uso de este circuito integrado en modo diferencial para implementar el amplificador de la Figura 1 en la sintonización del dial 88.5?

g.2 (0.25) El otro circuito que se propone es el que aparece dibujado en la Figura 2. Indica qué componentes añadirías en dicho circuito para que los elementos de la red de polarización no modifiquen los valores de Y_1 e Y_2 , teniendo en cuenta que dichos valores fueron calculados para cumplir la condición de Máxima Transferencia de Potencia sin tener en cuenta dicha red de polarización.

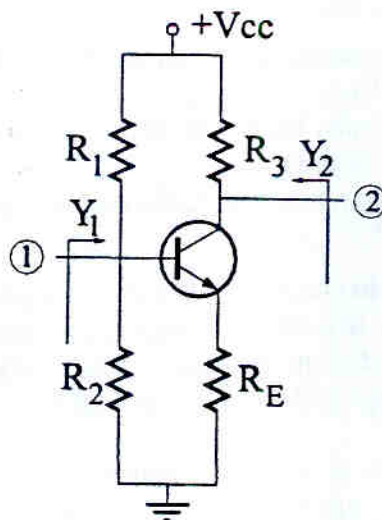


Figura 2

- h. (0.75) En la Figura 1 el transformador de entrada ya ha sido sustituido por su modelo equivalente. El valor de la inductancia magnetizante de dicho modelo calculado para que exista Máxima Transferencia de Potencia entre la antena y el amplificador es 46pH. (Nota: En los apartados h.1 y h.2 considera que la impedancia de la antena es resistiva pura, y que existe Máxima Transferencia de Potencia entre la antena y el amplificador)
- h.1 Calcula el valor de la capacidad C_x necesaria para sintonizar el dial de la FM 85.5.
- h.2 Calcula el ancho de banda de la señal en el punto 1 del diagrama de la Figura 1.
- i. (1) Para el bloque situado entre el amplificador y el mezclador:
- i.1 Indica las dos funciones más importantes de dicho bloque.
- i.2 Propón un circuito electrónico basado en un autotransformador para implementar dicho bloque. Especifica claramente en dicho circuito dónde se encuentran los puntos 2 y 3 señalados en la Figura 1. (Nota: Considera que la admitancia Y_3 es puramente resistiva y de valor 30mmhos)
- i.3 Diseña los valores de los componentes utilizados en el circuito propuesto teniendo en cuenta que:
- 1.- La señal a sintonizar corresponde a la del dial 88.5
 - 2.- El ancho de banda que se desea tener en el punto 2 del diagrama de la Figura 1 es 50kHz.
 - 3.- El diseño debe realizarse para tener entre el amplificador y el mezclador Máxima Transferencia de Potencia.

FORMULARIO:

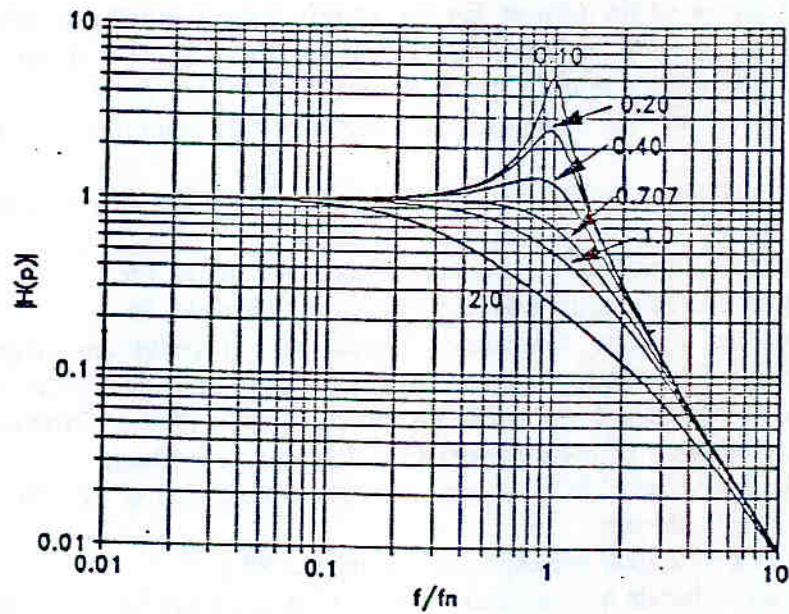
$$C = \frac{y_{12}y_{21}}{2g_{11}g_{22} - \text{Re}(y_{12}y_{21})}$$

PROBLEMA 2 (3 PUNTOS)

- a. (1.5) Diseñar un PLL para demodular una señal modulada en frecuencia por una señal de video ($B_{\text{VIDEO}} = 0 - 6 \text{ MHz}$) con una frecuencia de portadora de 300 MHz. Se desea que ninguna frecuencia quede recortada por lo que se debe elegir un ancho de banda del PLL igual a 10 veces la máxima frecuencia de la señal a demodular y se debe elegir un factor de amortiguamiento óptimo.

Se utilizará un DF con $K_d = 1 \text{ V/rad}$, un amplificador de ganancia 11 y un VCO con $f_0 = 200 \text{ MHz}$ y una $K_v = 30 \text{ MHz/V}$.

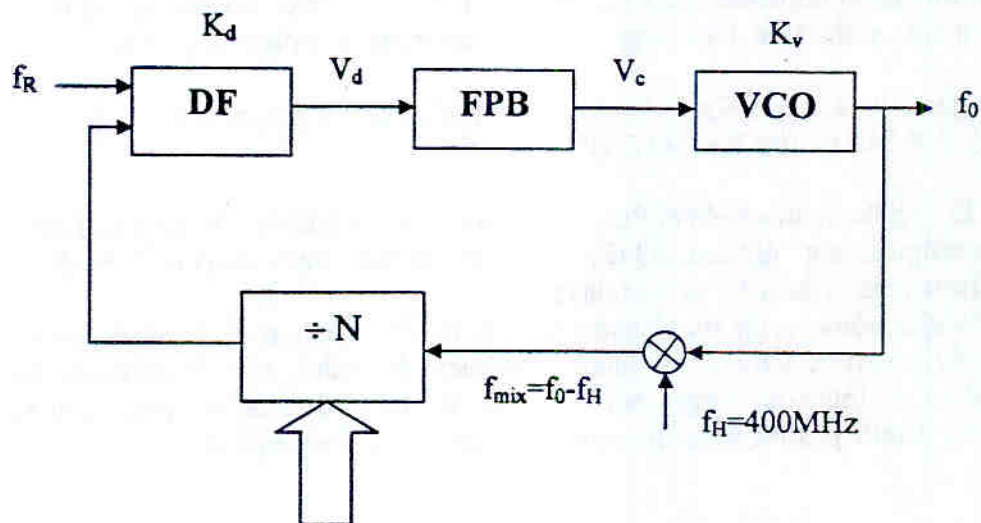
- b. (0.5) Si se hubiera diseñado el PLL con un ancho de banda de 6 MHz y un factor de amortiguamiento óptimo, ¿Qué pasaría con las componentes de baja, media y alta frecuencia de la señal demodulada?
- c. (1) Dibujar cómo sería un sistema basado en PLLs como el diseñado en el apartado anterior, para demodular 5 señales de video con frecuencias de portadora distintas que llegan por un cable coaxial. Indica en el dibujo con el máximo detalle posible todos los valores de los PLLs, frecuencias, etc.



PROBLEMA 3 (2 PUNTOS)

El sintetizador de la figura proporciona una frecuencia de salida que va desde 444 MHz a 448 MHz en saltos de 10KHz.

- (0.5) Explica por qué crees que se utiliza el mezclador. ¿Cómo generarías f_H ?
- (0.5) ¿Qué valor debe tener f_R ? ¿Explica por qué?. ¿Cómo la generarías explicando por qué?
- (0.5) Calcula el valor mínimo y máximo de N , y cuántas frecuencias distintas se podrían sintetizar.
- (0.5) Explica qué ocurrirá en la frecuencia de salida cada vez que cambie el valor de N , si el factor de amortiguamiento es muy bajo, por ejemplo 0.2.



Introduction

The CA3028A and CA3028B integrated circuits are single-stage differential amplifiers. Each circuit also contains a constant-current transistor and suitable biasing resistors. The circuits are primarily intended for service in communications systems operating at frequencies up to 100MHz with single power supplies. This Note provides technical data and recommended circuits for use of the CA3028A and CA3028B in the following applications:

- RF Amplifier
- Autodyne Converter
- IF Amplifier
- Limiter

In addition to the applications listed above, the CA3028A and CA3028B are suitable for use in a wide range of applications in DC, audio, and pulse amplifier service; they have been used as sense amplifiers, preamplifiers for low-level transducers, and DC differential amplifiers. The CA3028B, which features tight control of operating current, input offset voltage, and input bias and offset current, is recommended for those applications in which balance and operating conditions are important.

Circuit Description

The circuit diagram and terminal numbers for the CA3028A and CA3028B are shown in Figure 1. The circuit is basically a single-stage differential amplifier composed of transistors Q₁ and Q₂ driven from a constant-current source Q₃. A single-ended input may be connected to terminal 1 or terminal 5, or push-pull inputs to terminals 1 and 5. Each of these terminals must be provided with a biasing network. Care must be taken to insure that the bias voltages on terminals 1 and 5 are nearly equal when balanced operation is desired. This can only be achieved in practice by using a single voltage divider as shown in Figure 2A. Bias is first established on the base of one transistor, in this case Q₁, through terminal 1. The base of the second transistor,

Q₂ in Figure 2A, is then connected to the first through a low-valued DC impedance. In Figure 2A, the inductive winding of the input transformer provides the low-resistance path. An RF choke or low-valued resistor may be used in place of transformer coupling, but caution must be exercised because even as little as 100Ω may cause serious unbalance in some applications. A single-ended output may be taken from terminal 6 or terminal 8, or push-pull outputs from terminals 6 and 8. In systems with a single power supply of up to 12V, terminal 7 is connected to the highest positive potential for maximum gain. Other operating points can be selected by application of a varying bias voltage (AGC) to Q₃.

The circuit diagrams in Figure 2 illustrate the flexibility of the CA3028A and CA3028B. Terminal connections are shown for a differential amplifier driven from a controlled constant-current source that has AGC capability, a cascode amplifier with constant-impedance or conventional AGC capability, a converter, a mixer, and an oscillator. The cascode mode of operation is recommended for applications that require higher gain. The differential mode is preferred when good limiting is required.

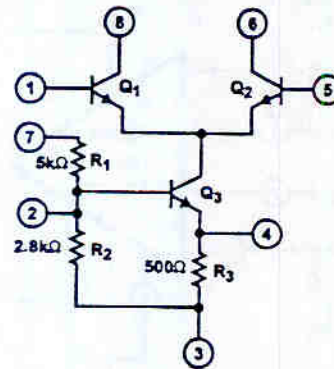


FIGURE 1. SCHEMATIC DIAGRAM AND TERMINAL NUMBERS FOR THE CA3028A, CA3028B

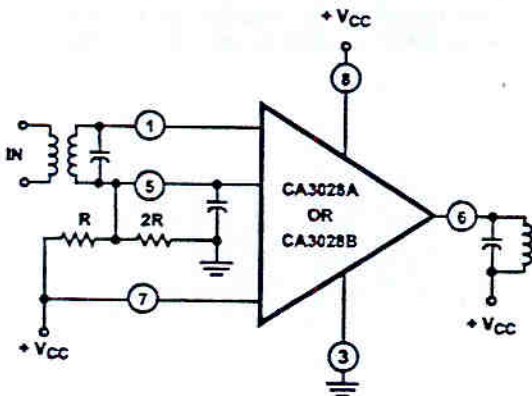


FIGURE 2A.

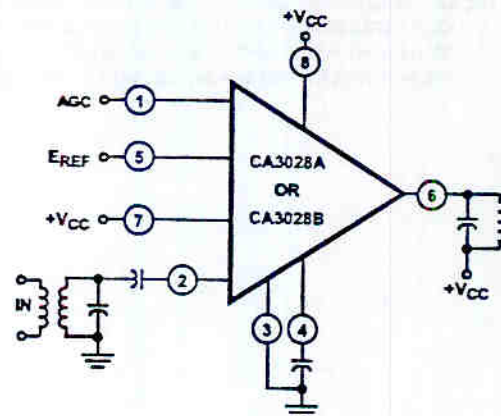


FIGURE 2B.

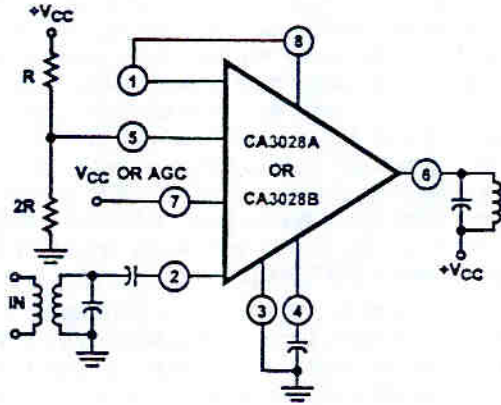


FIGURE 2C.

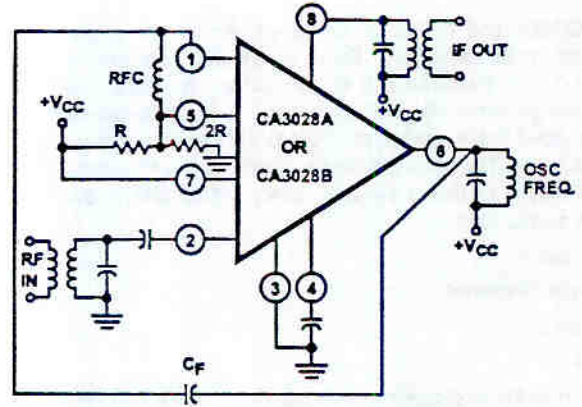


FIGURE 2D.

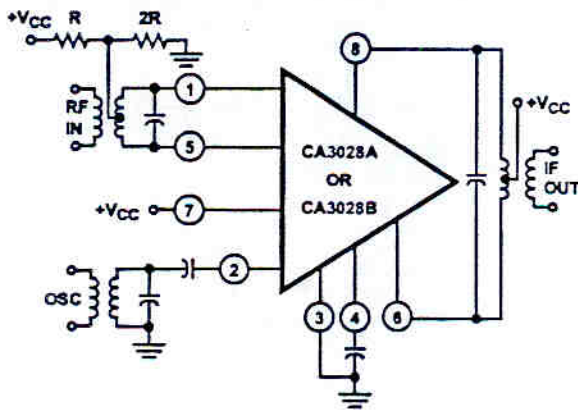


FIGURE 2E.

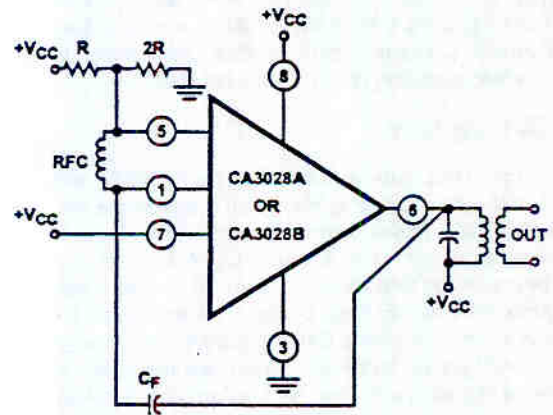


FIGURE 2F.

FIGURE 2. CONNECTIONS FOR THE CA3028A AND CA3028B FOR USE AS (A) A BALANCED DIFFERENTIAL AMPLIFIER WITH A CONTROLLED CONSTANT-CURRENT-SOURCE DRIVE AND AGC CAPABILITY; (B) A CASCODE AMPLIFIER WITH A CONSTANT-IMPEDANCE AGC CAPABILITY; (C) A CASCODE AMPLIFIER WITH CONVENTIONAL AGC CAPABILITY; (D) A CONVERTER; (E) A MIXER; (F) AN OSCILLATOR

Operating Modes

The CA3028A and CA3028B integrated-circuit RF amplifiers can be operated in either the differential mode or the cascode mode. Applications using the differential mode are distinguished by high input impedance, good gain-control characteristics, large input-signal-handling capability, and good limiting.

For ease of design of systems using the CA3028A and CA3028B, admittance or 'y' parameters are shown in Figure 3 for the differential mode and in Figure 4 for the cascode mode. It should be noted that the y parameters of the more complex differential and cascode amplifier stages differ from those of simple common-emitter transistor stages.

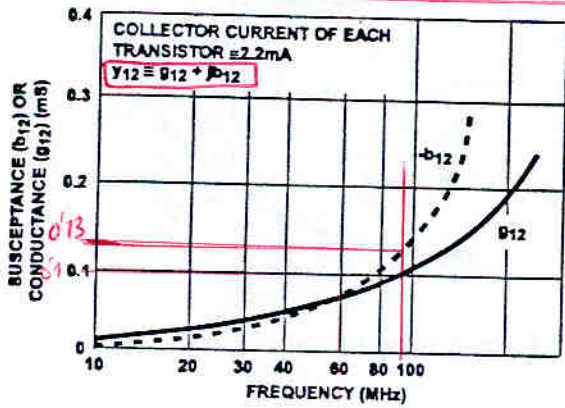


FIGURE 3A. REVERSE TRANSADMITTANCE (Y_{12})

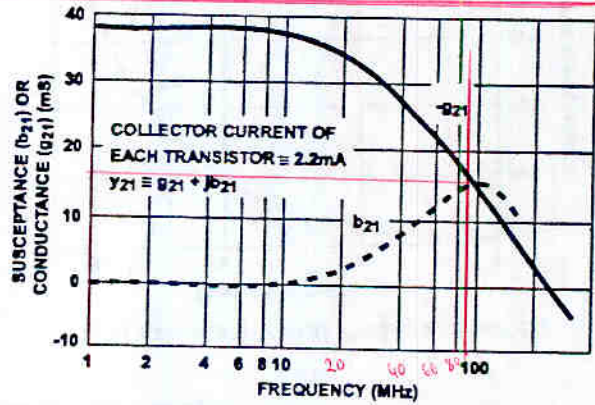


FIGURE 3B. FORWARD TRANSADMITTANCE (Y_{21})

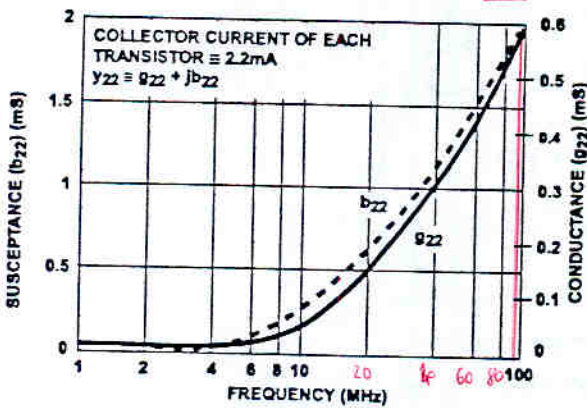


FIGURE 3C. OUTPUT ADMITTANCE (Y_{22})

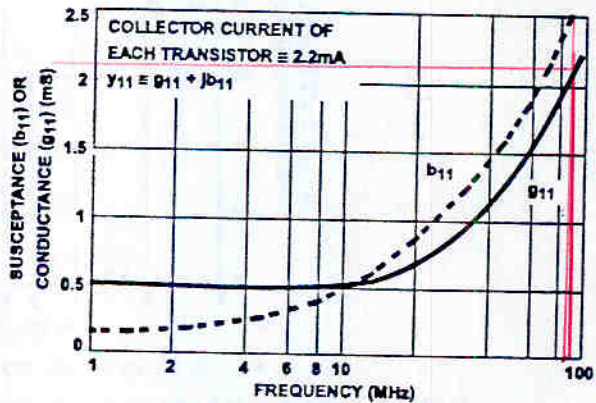


FIGURE 3D. INPUT ADMITTANCE (Y_{11})

FIGURE 3. Y PARAMETERS OF THE CA3028A AND CA3028B IN THE DIFFERENTIAL-AMPLIFIER CONNECTION

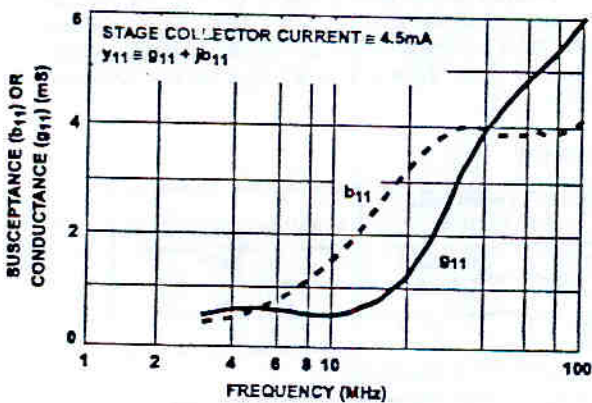


FIGURE 4A. INPUT ADMITTANCE (Y_{11})

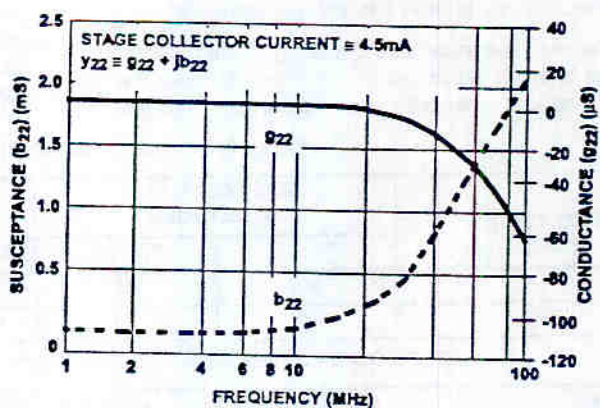


FIGURE 4B. OUTPUT ADMITTANCE (Y_{22})

Application Note 5337

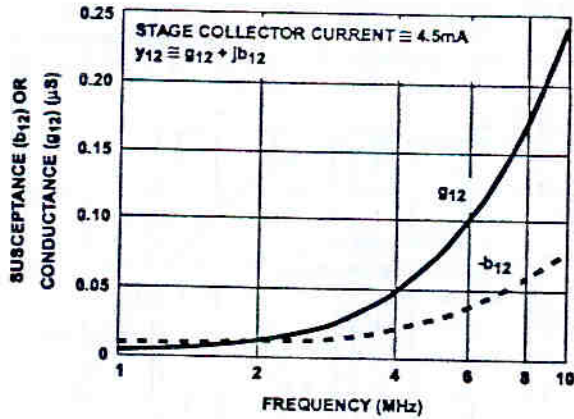


FIGURE 4C. REVERSE TRANSADMITTANCE (Y_{12})

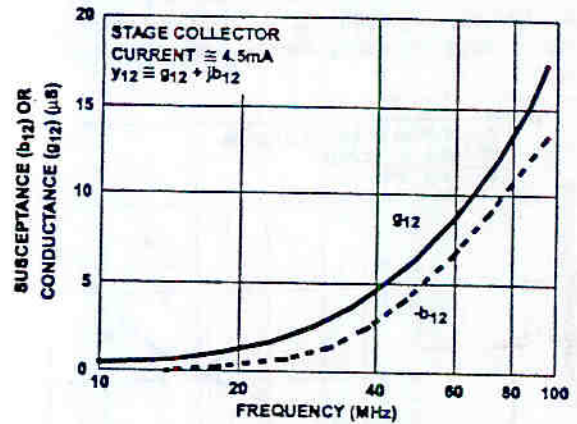


FIGURE 4D. REVERSE TRANSADMITTANCE (Y_{12})

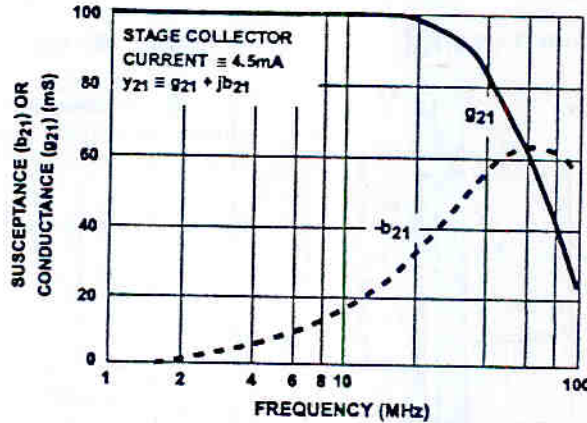


FIGURE 4E. FORWARD TRANSADMITTANCE (Y_{21})

FIGURE 4. Y PARAMETERS OF THE CA3028A AND CA3028B IN THE CASCODE CONNECTION

For quick reference, values for input and output parallel RC networks and transconductance values are listed in Table 1 for the differential amplifier and in Table 2 for the cascode amplifier.

Although the reverse transfer admittance y_{12} of the CA3028A or CA3028B is low for either cascode or differential operation, circuit-layout-induced instability can occur in high-gain

amplifiers. Circuit layout is of paramount importance in both modes because undesirable coupling admittances can be much greater than the CA3028A or CA3028B admittances. Attention to layout and shielding is imperative if proper advantage is to be taken of the low feedback of the CA3028A and CA3028B.

TABLE 1. CASCODE AMPLIFIER SUMMARY

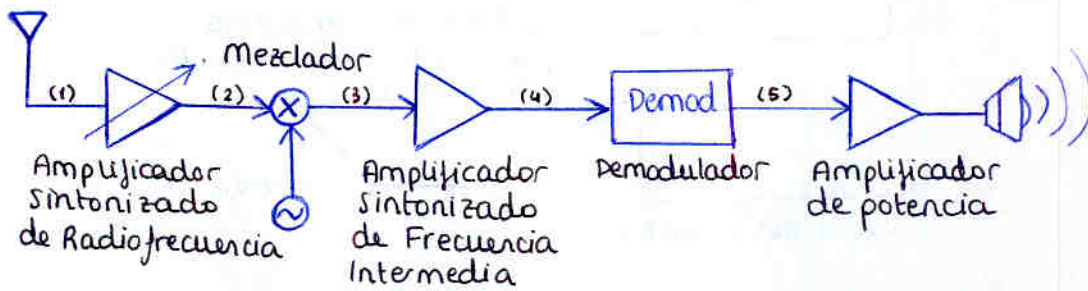
FREQUENCY (MHz)	INPUT PARALLEL RC NETWORK		OUTPUT PARALLEL RC NETWORK		TRANSCONDUCTANCE g_m (mS)
	R_{IN} (Ω)	C_{IN} (pF)	R_{OUT} (Ω)	C_{OUT} (pF)	
10.7	900	22	-1.67×10^5	3.1	100
100	170	6.3	-5×10^5	3.5	14

TABLE 2. MAXIMUM PERMISSIBLE LOAD RESISTANCES FOR NO SATURATION

V_{CC} (V)	$I_{C1} + I_{C2}$ (mA)	MAXIMUM TUNED LOAD ($R_L = 2V_{CC}/(I_{C1} + I_{C2})$) (Ω)	MAXIMUM RESISTIVE LOAD (Ω) ($V_{CC}/(I_{C1} + I_{C2})$)
+9	5.0	3.6K	1.8K
+12	6.8	3.5K	1.7K

Problema 1. Febrero 2005

a) Diagrama de bloques receptor superheterodino

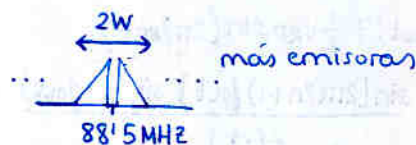


- Amplificador sintonizado de radiofrecuencia:
 - proporciona el nivel adecuado al mezclador
 - realiza la preselección de canal
 - elimina la banda imagen
- Mezclador:
 - convierte la radiofrecuencia (RF) de la emisora deseada a frecuencia intermedia (FI) ($= 10^7 \text{ MHz}$ en FM)
- Amplificador sintonizado de frecuencia intermedia
 - proporciona el nivel adecuado al demodulador
 - filtra en banda fija $f_{FI} = 10^7 \text{ MHz}$ para:
 - ↳ Selección de canal
 - ↳ Eliminar productos de intermodulación
- Demodulador:
 - convierte señal modulada en FM a señal audio banda base
- Amplificador de potencia:
 - Amplifica la señal de audio en banda base para poderse oír con los altavoces.

b) Ventajas frente a conversión directa

- Amplif de RF sólo debe preseleccionar, puede centrarse en ser de bajo ruido
- la FI es una frecuencia baja, estándar y muy estudiada → fabricación c.i. estándar a gran escala
- Amplif de FI puede centrarse en ser muy selectivo de forma relativamente fácil

(c) (1) Modulación FM banda estrecha



(2) Lo mismo que (1) pero sólo quedan las emisoras cercanas (por ej. no hay banda imagen)

(3) modulación FM a FI:



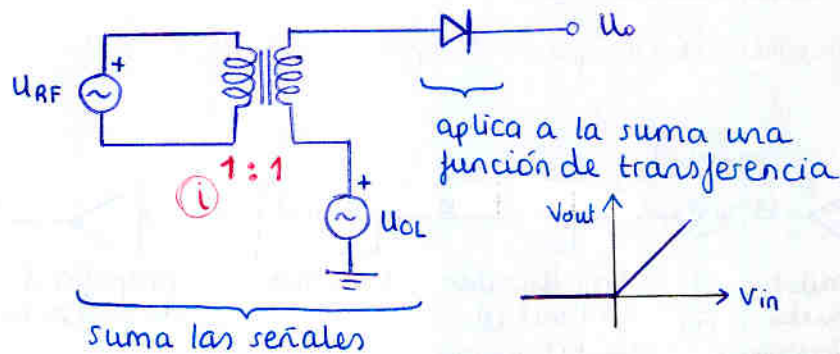
(4) Igual que (3) pero tenemos sólo la emisora buscada centrada en 10^7 MHz

(5) señal audio en banda base

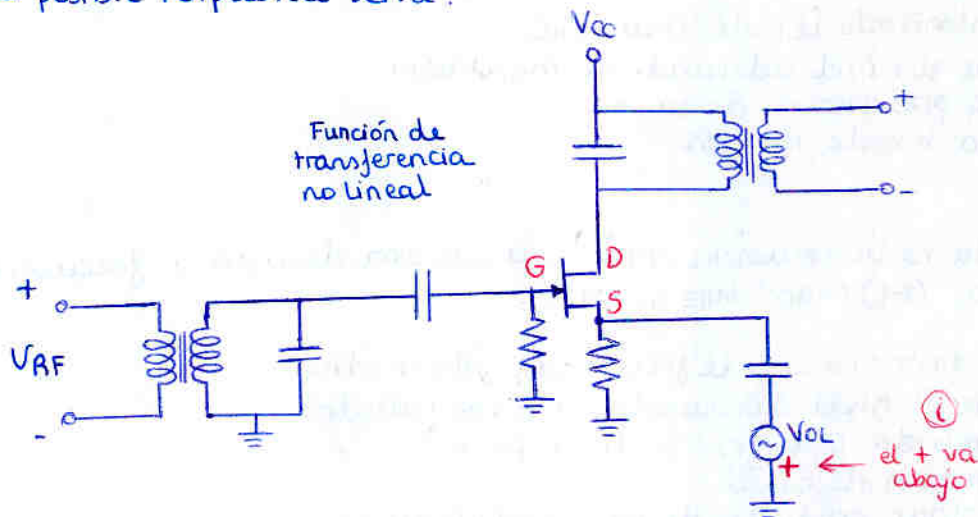


d) Posible circuito para el mezclador

El más simple es:



La otra posible respuesta sería:



e) Supón que el circuito propuesto en d) proporciona

siendo:

$$U_o = (U_{OL} + U_{RF}) \cdot p(t)$$

$$U_{OL} = V_{OL} \sin(2\pi f_{OL} t)$$

$$U_{RF} = V_{RF} \sin(2\pi f_{RF} t)$$

siendo

$$p(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin[2\pi(2n+1)f_{OL} t]}{2n+1}$$

corresponde al 1er circuito, donde

$$p(t) = \begin{cases} 1 & U_{OL} > 0 \\ 0 & U_{OL} < 0 \end{cases}$$

Substituyendo $U_{OL}(t)$, $U_{RF}(t)$ y $p(t)$ en $U_o(t)$ se obtiene:

$$U_o(t) = (V_{OL} \sin(2\pi f_{OL} t) + V_{RF} \sin(2\pi f_{RF} t)) \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin[2\pi(2n+1)f_{OL} t]}{2n+1} \right)$$

$$= \frac{1}{2} V_{OL} \sin(2\pi f_{OL} t) + \frac{1}{2} V_{RF} \sin(2\pi f_{RF} t) \quad \left. \vphantom{\frac{1}{2} V_{OL} \sin(2\pi f_{OL} t)} \right\} \text{no balanceado}$$

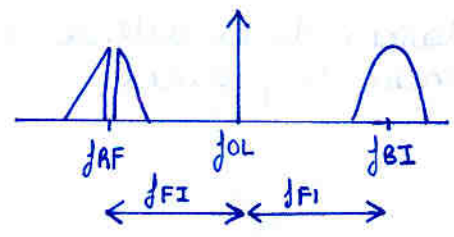
$$+ \frac{2V_{OL}}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin[2\pi(2n+1)f_{OL} t] \cdot \sin(2\pi f_{OL} t)}{2n+1} + \frac{2V_{RF}}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin[2\pi(2n+1)f_{OL} t] \cdot \sin(2\pi f_{RF} t)}{2n+1}$$

$$\frac{1}{2} \left[\frac{\cos(2\pi(2n+1)f_{OL} t) - \cos(2\pi(2n+2)f_{OL} t)}{2n+1} \right] \quad \frac{1}{2} \left[\frac{\cos(2\pi(2n+1)f_{OL} - f_{RF})t - \cos(2\pi(2n+1)f_{OL} + f_{RF})t}{2n+1} \right]$$

V_n : Productos intermodulación $2n \cdot f_{OL}$
 $(2n+2) \cdot f_{OL}$

$n \neq 0$: productos intermodulación
 $(2n+1)f_{OL} - f_{RF}$
 $(2n+1)f_{OL} + f_{RF}$
 $n=0$: frecuencia deseada
 $f_{OL} - f_{RF} = f_{FI}$
 $f_{OL} + f_{RF}$

f) Valor de la frecuencia de la banda imagen si $f_{OL} > f_{RF}$



$$\begin{aligned}
 f_{BI} &= f_{OL} + f_{FI} \\
 &= f_{RF} + 2f_{FI} \\
 &= 88.5 \text{ MHz} + 2 \cdot 10.7 \text{ MHz} \\
 &= 109.9 \text{ MHz}
 \end{aligned}$$

La banda imagen la eliminará el amplificador sintonizado RF antes de que la señal entre al mezclador.

g1) El criterio de estabilidad es

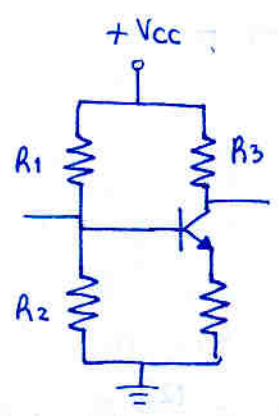
$$C = \frac{|y_{12} \cdot y_{21}|}{|2g_{11}g_{22} - \text{Re}(y_{12}y_{21})|} < 1 \quad \textcircled{i}$$

Por tanto hay que hallar los parámetros y_{12} , y_{21} , g_{11} y g_{22} en el catálogo, para una frecuencia de 88.5 MHz para modo diferencial del CA3028

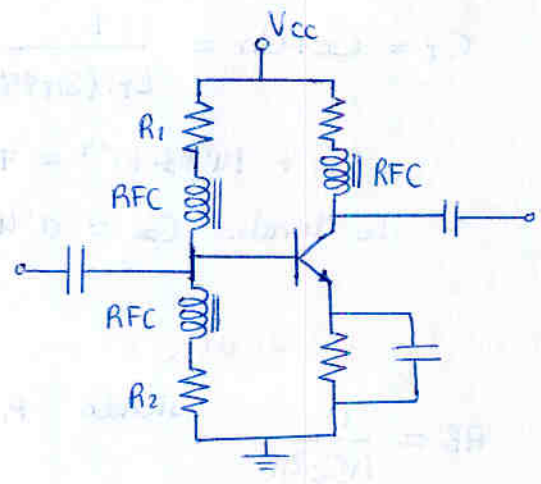
- $y_{12} = g_{12} + jb_{12} = 0.1 - 0.13 \text{ mS} \quad A$
- $y_{21} = g_{21} + jb_{21} = -16.1 - 16.1 \text{ mS} \quad B$
- $g_{22} = 2 \text{ mS} \quad C$
- $g_{11} = 2.2 \text{ mS} \quad D$

$$C = 0.2987 < 1 \Rightarrow \text{Cumple el criterio de estabilidad}$$

g2)



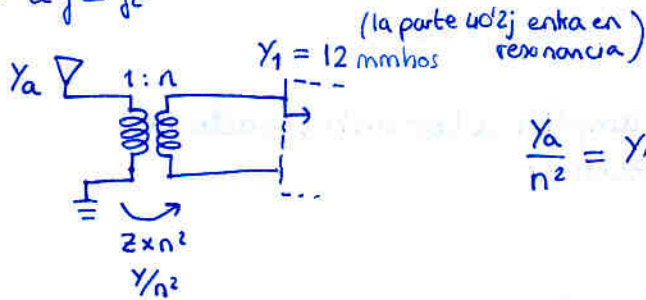
Para que la red de polarización no modifique Y_1 e Y_2



h) El transformador de entrada ya ha sido sustituido por su modelo equivalente y $L_m = 46 \text{ pH}$ (dato del enunciado)

Dice el enunciado que la impedancia de la antena es resistiva pura y existe máxima transferencia de potencia

i.e.
 $\rightarrow \omega = \omega_c$

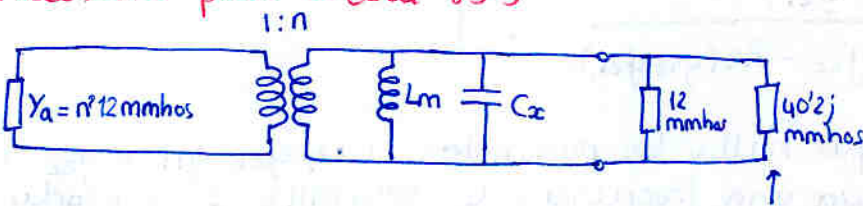


$$\frac{Y_a}{n^2} = Y_1 = 12 \text{ mmhos}$$

falta mmhos, está mal.

C_x necesario para el dial 85.5

h1)



serían pF
 Cuidado: error arrastra durante el resto del problema

$$B_{in} = j\omega C_{in} = j40'2$$

$$C_{in} = \frac{40'2}{\omega} = \frac{40'2}{2\pi \cdot 85'5 \cdot 10^6} = 74'83 \text{ nF}$$

Por tanto

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_T C_T}} = 2\pi \cdot 85'5 \text{ M}$$

siendo $L_T = L_m = 46 \cdot 10^{-12} \text{ H}$

$$C_T = C_x + C_{in} = 74'83 \cdot 10^{-9} + C_x$$

despejando C_T

$$C_T = C_x + C_{in} = \frac{1}{L_T \cdot (2\pi \cdot 85'5 \text{ M})^2} = 75'33 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

$$C_x + 74'83 \cdot 10^{-9} = 75'33 \cdot 10^{-9}$$

de donde $C_x = 0'4962 \cdot 10^{-9} \text{ F}$

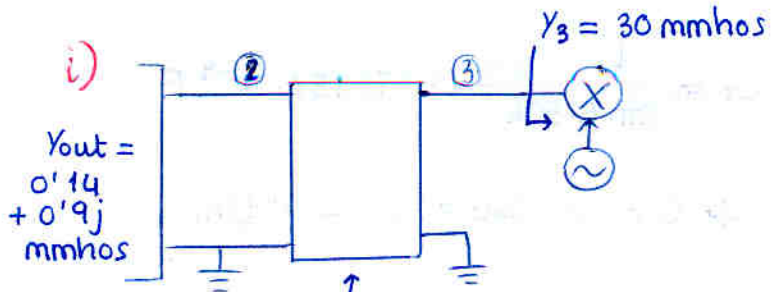
h2) Ancho de banda de la red selectiva de entrada

$$AB = \frac{1}{R_T \cdot 2\pi} \quad \text{siendo} \quad R_T = \frac{1}{12 \text{ mmhos} + \underbrace{12 \text{ mmhos}}_{Y_a/n^2}} = \frac{125}{3} \Omega \approx 41'6 \Omega$$

admitancias en paralelo se suman

$$C_T = 75'33 \text{ nF}$$

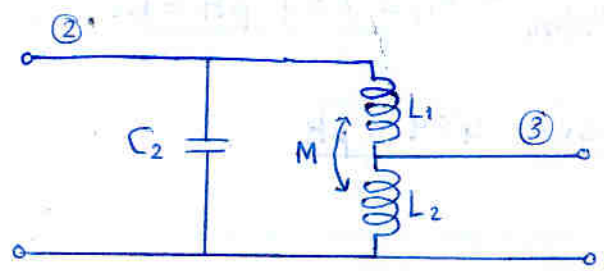
se obtiene: $AB = 50'7 \text{ kHz}$



- ii) Funciones:
- Adaptación de Impedancia para máxima transferencia de potencia
 - Respuesta en frecuencia para que el amplificador sea sintonizado:
 - preselección de canal
 - eliminar banda imagen

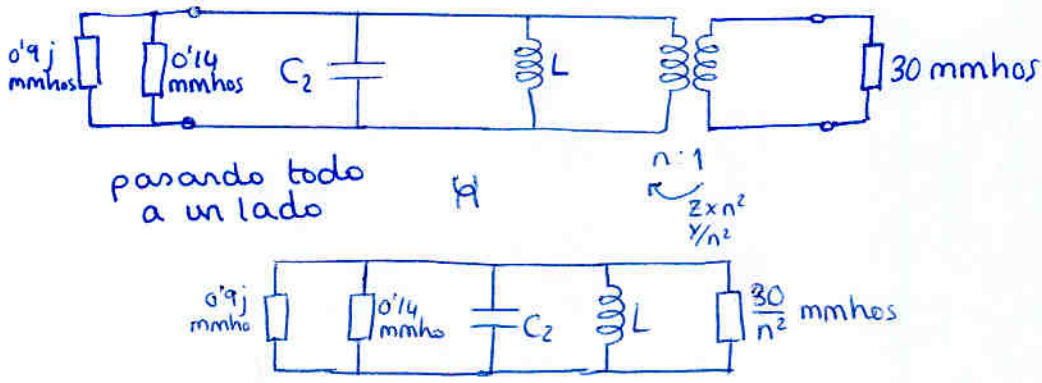
i2) Circuito electrónico basado en autotransformador

Como a la izquierda hay menos admitancia = más impedancia que a la derecha, deberé usar un elevador de impedancia. Usaré primario sintonizado suponiendo como primario el lado izquierdo (i.e. condensador en paralelo)



$$M = \sqrt{L_1 L_2}$$

i3) modelo equivalente



$$L = L_1 + L_2 + 2M = L_1 + L_2 + 2\sqrt{L_1 L_2}$$

$n = \frac{L_1 + L_2 + 2\sqrt{L_1 L_2}}{L_2}$

↑ CUIDADO: es n al cuadrado

TRUCO: Ambas van la que ya has calculado

1) a $f = f_c$ → resonar las componentes reactivas y 'se van'

MTP ⇒ $0.14 = \frac{30}{n^2} \rightarrow n^2 = \frac{30}{0.14}$

igualamos partes resistivas

$$jB_{out} = j0.9 \text{ mmho} = j\omega C_{out} \rightarrow C_{out} = \frac{0.9 \text{ mmho}}{2\pi f_c} = 1.619 \cdot 10^{-12} \text{ F}$$

$$R_T = \frac{1}{0.14 + 0.14} \text{ k}\Omega = 3.571 \text{ k}\Omega$$

$$C_T = C_{out} + C_2$$

$$L_T = L = L_1 + L_2 + 2\sqrt{L_1 L_2}$$

Cálculo valores circuito RLC

$$2) \quad AB = \frac{1}{2\pi R C_T} = 50 \text{ kHz} \rightarrow C_T = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot 50k} = 2'026 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

$$C_T = C_2 + C_{out} = 2'026 \text{ nF} \Rightarrow C_2 = C_T - C_{out} = \boxed{C_2 = 2'03 \text{ nF}}$$

$$3) \quad f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_T C_T}} = 88'5 \text{ MHz} \rightarrow L_T = \frac{1}{C_T \cdot (2\pi \cdot 88'5 \text{ M})^2} = 1'596 \cdot 10^{-9} \text{ H}$$

Por tanto

$$\left\{ \begin{array}{l} n^2 = \frac{30}{0'14} \\ L_T = 1'596 \cdot 10^{-9} \end{array} \right\} \text{ siendo } \left\{ \begin{array}{l} n^2 = \frac{L_1 + L_2 + 2\sqrt{L_1 L_2}}{L_2} \\ L_T = L = L_1 + L_2 + 2\sqrt{L_1 L_2} \end{array} \right\}$$

Hay que resolver sistema 2x2

$$\frac{n^2}{L_T} = \frac{1}{L^2} = \frac{30/0'14}{1'596 \cdot 10^{-9}} \rightarrow L_2 = \frac{1'596 \cdot 10^{-9}}{30/0'14} = \boxed{7'45 \text{ pH} = L_2}$$

$$L_1 + L_2 + 2\sqrt{L_1 L_2} = L_T \Rightarrow \boxed{L_1 = 1'38 \text{ nH}}$$

- conocido L_T
- y L_2

Problema 2 - Febrero 2005

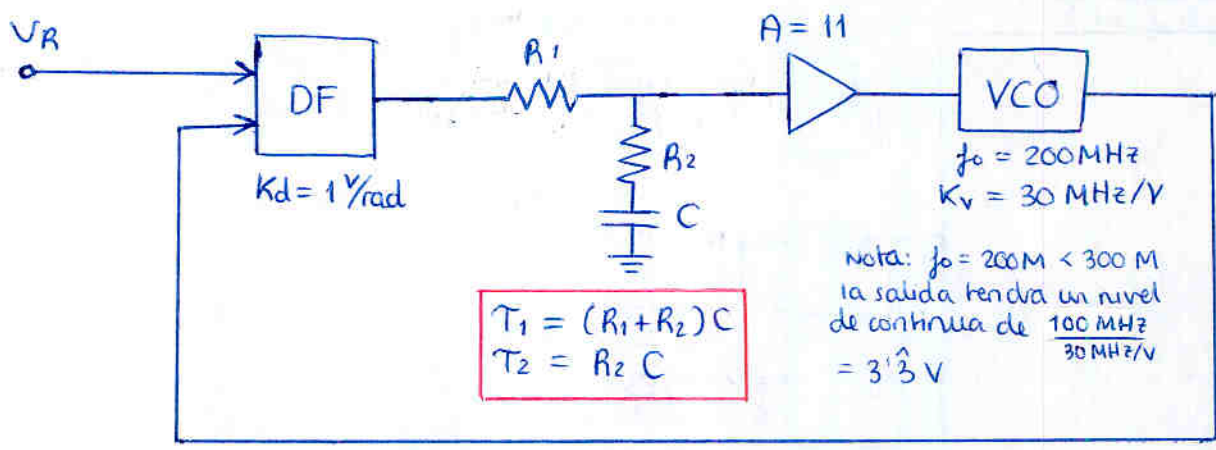
a) Diseñar PLL

- Demodular video (0-6 MHz) tomando ancho 10 veces superior
- $f_c = 300 \text{ MHz}$
- ξ óptimo (i.e. $\xi = 0.707$)



DF: $K_d = 1 \text{ V/rad}$
 Amplif: $A = 11$
 VCO: $f_0 = 200 \text{ MHz}$
 $K_v = 30 \text{ MHz/V}$

Como nos piden tanto $\omega_n = 2\pi \cdot 60 \text{ MHz}$ como $\xi = 0.707$ habrá que utilizar un filtro lead-lag



$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T_1}}$$

$$\xi = \frac{1}{2} \left[T_2 + \frac{1}{K} \right] \omega_n$$

Antes de empezar necesitamos K

$$K = 2\pi \cdot K_d \cdot A \cdot K_v$$

\uparrow \uparrow \uparrow
 s^{-1} V/rad Hz/V

$$K = 2\pi \cdot 1 \cdot 11 \cdot 30 \cdot 10^6 = 2\,073\,451\,151 \text{ s}^{-1}$$

Ya tenemos LOS 3 VALORES: ξ, ω_n, K
 ahora es inmediato

$$T_1 = \frac{K}{\omega_n^2} = 14.5892 \cdot 10^{-9}$$

$$T_2 = \frac{2\xi}{\omega_n} - \frac{1}{K} = 3.26846 \cdot 10^{-9}$$

$$\begin{cases} T_1 = (R_1 + R_2)C = 14.5892 \cdot 10^{-9} \\ T_2 = R_2 C = 3.26846 \cdot 10^{-9} \end{cases}$$

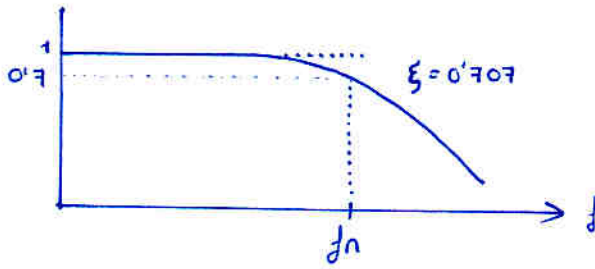
fijando $C = 1 \text{ pF}$

se obtiene:

$$R_2 = 3.268 \text{ k}\Omega$$

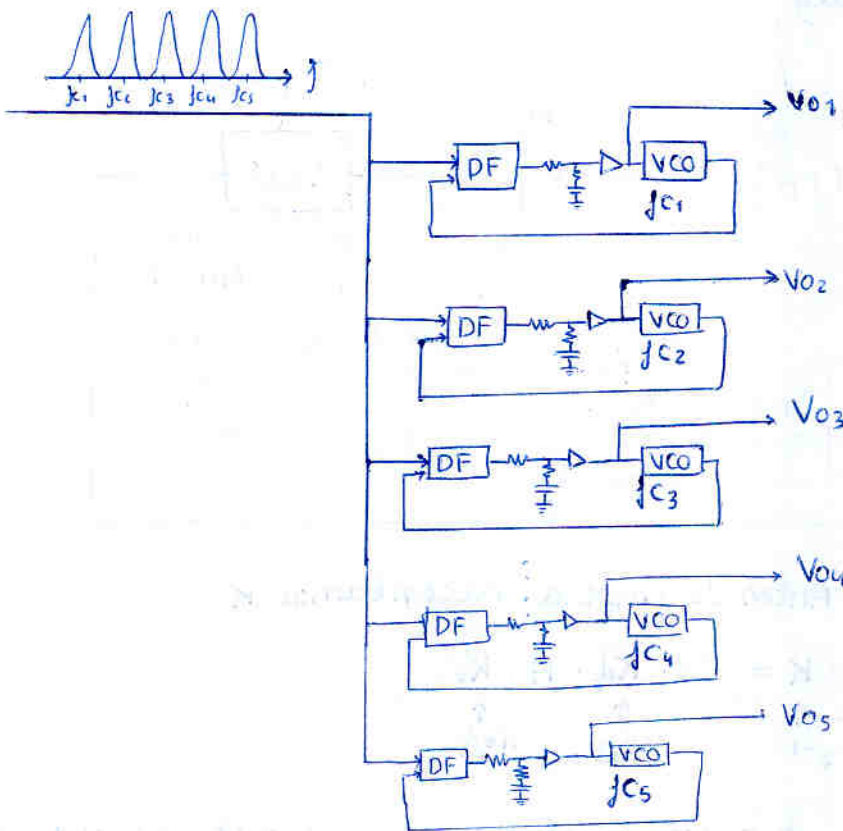
$$R_1 = 11.320 \text{ k}\Omega$$

b) Si se hubiese diseñado el PLL con ancho de banda 6 MHz



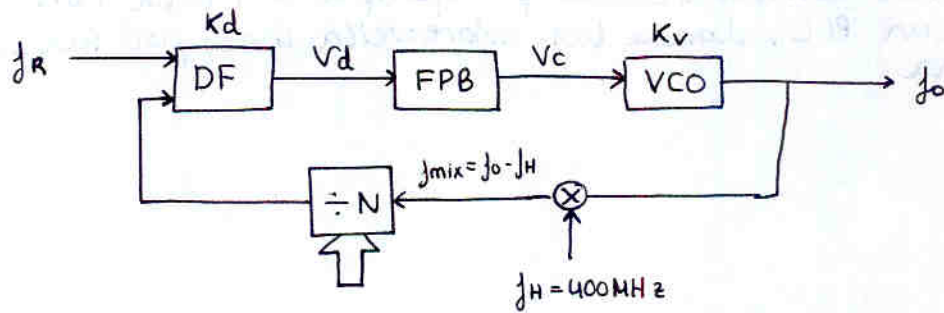
Las componentes de alta frecuencia de la señal banda base se habrían visto atenuadas. (en un 30%)

c) Como sería un sistema basado en PLL's para demodular 5 señales de video con frecuencias de portadora distintas.



Problema 3 Febrero 2005

Sintetizador de frecuencia: la salida va desde 444 MHz hasta 448 MHz en saltos de 10 kHz



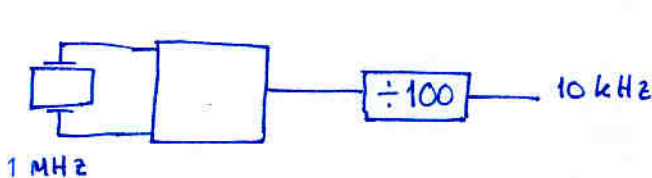
- a) Los contadores programables no suelen aceptar $f > 200 \text{ MHz}$ a su entrada, así que el mezclador reduce f_o para que se pueda introducir la frec en el contador programable.
 f_H la generaríamos con un sintetizador de frecuencia fijo.

- b) se cumplirá la ecuación $f_R = \frac{f_{mix}}{N}$
 $f_R = \frac{f_o - f_H}{N}$

$$f_H + N f_R = f_o$$

Por tanto para cumplir las especificaciones, Resolución = $f_R = 10 \text{ kHz}$

f_R la generaría haciendo:



ya que osciladores de 1 MHz son fáciles de encontrar

c) $f_o = f_H + N f_R \in [444 \text{ MHz}, 448 \text{ MHz}]$

$$N f_R \in [44 \text{ MHz}, 48 \text{ MHz}]$$

$$N \in \frac{[44 \text{ MHz}, 48 \text{ MHz}]}{f_R} = [4400, 4800]$$

nº de frecuencias distintas $\frac{4800 - 4400}{f_R} + 1$

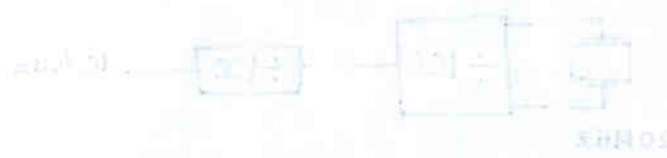
d) Cada vez que cambie el valor de N , por ser ξ bajo, habrá una oscilación muy grande que tardará en estabilizarse.

Aquí no importa mucho puesto que los cambios de N son poco frecuentes comparándolo por ejemplo con una FSK entrando a un PLL, donde las sobreoscilaciones podrían ser un problema.

$$\omega_{\text{osc}} = \omega_0$$

$$\omega_{\text{osc}} = \omega_0$$

$$\omega_{\text{osc}} = \omega_0$$



$$f_{\text{osc}} = \omega_{\text{osc}} = \omega_0$$

$$f_{\text{osc}} = \omega_{\text{osc}} = \omega_0$$

$$f_{\text{osc}} = \omega_{\text{osc}} = \omega_0$$

$$f_{\text{osc}} = \omega_{\text{osc}} = \omega_0$$

EXÁMEN DE SUBSISTEMAS ANALÓGICOS

Junio 2004

PROBLEMA 1 (5 PUNTOS)

En la Fig.1 se muestra el diagrama de bloques de un receptor superheterodino:

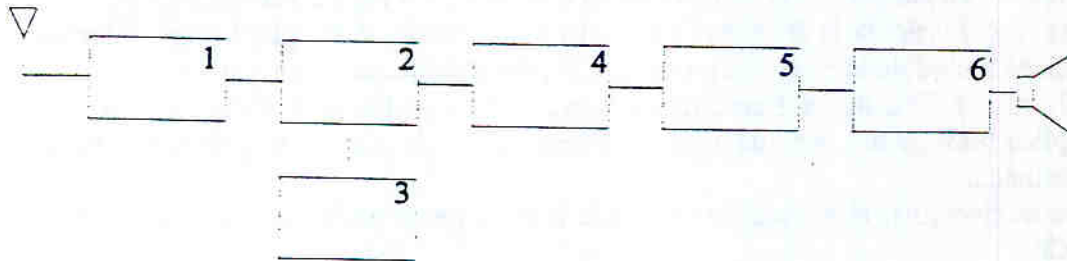


Fig.1

- (0.25) Indica el nombre de cada uno de los subsistemas que forman el receptor.
- (0.25) Indica qué tipo de amplificadores aparecen en la Fig.1, clasificándolos según el nivel y el ancho de banda de la señal que deben amplificar.
- Para implementar el bloque 4, se utiliza el subsistema de la Fig.2. La fuente de señal u_s representa la señal que proporciona el bloque 2, siendo su impedancia de salida $R_s=50\Omega$. El transistor que se ha empleado para implementar este subsistema está polarizado con $I_c=1\text{mA}$ y $V_c=10\text{V}$, para estos valores el catálogo proporciona los siguientes valores del modelo de admitancias : $y_{11}=15.3+18j$ (mmho), $y_{12}=0-0.06j$ (mmho), $y_{21}=29-10j$ (mmho), $y_{22}=0.29+0.6j$ (mmho) en $f_0=10.7\text{ MHz}$. Considera los condensadores C_E , C_b , y C_1 de valor muy elevado.

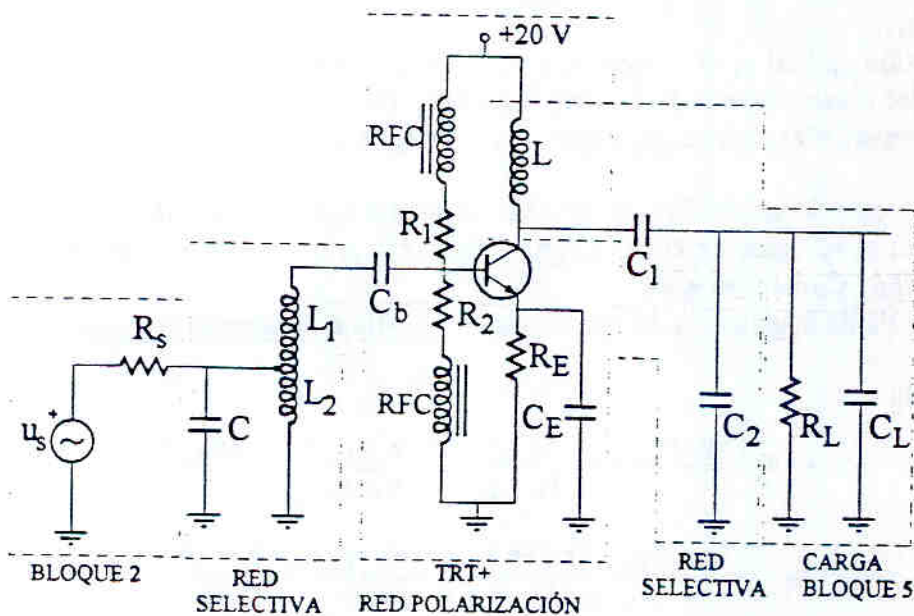


Fig.2

- (0.5) Diseña los valores de las resistencias que forman la red de polarización R_1 , R_2 y R_E .

- c.2. (2) Diseña los valores de la red selectiva L_1 , L_2 y C para que exista máxima transferencia de potencia entre el bloque 2 y la entrada del transistor. Considera para el diseño que el ancho de banda es $B=200\text{kHz}$.
- d. Teniendo en cuenta que el receptor se ha diseñado para recibir señales de FM:
- d.1. (0.25) Calcula la frecuencia a la que debe oscilar el bloque 3 para sintonizar una señal modulada en FM con portadora $f_p=96.9\text{ MHz}$ (suponer que $f_{OL} > f_p$).
- d.2. (0.25) Calcula la frecuencia imagen correspondiente a dicha portadora, y explica brevemente por qué aparece, cómo puede ser eliminada y dónde debe ser eliminada.
- e. Para implementar el bloque 2 se propone el subsistema pasivo que se muestra en la Fig.3:

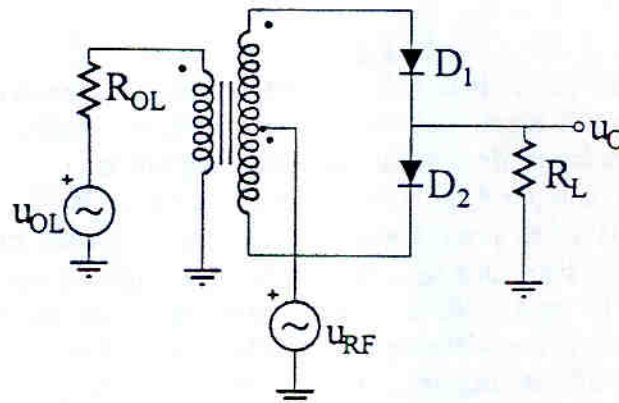


Fig.3

Consideraciones:

- 1.- Diodos: Tensión umbral $v_\gamma=0\text{ V}$, Resistencia dinámica $r_d \neq 0$
- 2.- Transformador ideal con relación de transformación 1:1
- 3.- $V_{OL} \gg V_{RF}$ con $u_{OL} = V_{OL} \sin(\omega_{OL}t)$ y $u_{RF} = V_{RF} \sin(\omega_{RF}t)$

e.1. (1) Obtener la expresión de la señal de salida $u_O(t)$. Indica la función del bloque 2 en el receptor de la Fig.1. ¿El subsistema propuesto sirve para realizar dicha función? Considera $r_d \neq 0$

e.2. (0.5) Calcula la ganancia de conversión. Para ello considera que $r_d=0$.

Formulario

$$b_s = -b_{11} + \frac{(g_{12}b_{21} + g_{21}b_{12})(g_{22} + g_L) - (g_{12}g_{21} - b_{12}b_{21})(b_{22} + b_L)}{(g_{22} + g_L)^2 + (b_{22} + b_L)^2}$$

$$g_L = g_{22} - \frac{(g_{12}g_{21} - b_{12}b_{21})(g_{11} + g_s) + (g_{12}b_{21} + g_{21}b_{12})(b_{11} + b_s)}{(g_{11} + g_s)^2 + (b_{11} + b_s)^2}$$

$$b_L = -b_{22} + \frac{(g_{12}b_{21} + g_{21}b_{12})(g_{11} + g_s) - (g_{12}g_{21} - b_{12}b_{21})(b_{11} + b_s)}{(g_{11} + g_s)^2 + (b_{11} + b_s)^2}$$

$$g_s = g_{11} - \frac{(g_{12}g_{21} - b_{12}b_{21})(g_{22} + g_L) + (g_{12}b_{21} + g_{21}b_{12})(b_{22} + b_L)}{(g_{22} + g_L)^2 + (b_{22} + b_L)^2}$$

$$g_s = \frac{\sqrt{(2g_{11}g_{22} - \text{Re}[y_{21}y_{12}])^2 - |y_{21}y_{12}|^2}}{2g_{22}}$$

$$b_s = -b_{11} + \frac{\text{Im}(y_{12}y_{21})}{2g_{22}}$$

$$g_L = \frac{\sqrt{(2g_{11}g_{22} - \text{Re}[y_{21}y_{12}])^2 - |y_{21}y_{12}|^2}}{2g_{11}}$$

$$b_L = -b_{22} + \frac{\text{Im}(y_{12}y_{21})}{2g_{11}}$$

$$C = \frac{|y_{12}y_{21}|}{2g_{11}g_{22} - \text{Re}(y_{12}y_{21})}$$

$$p(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } u_{OL}(t) > 0 \\ 0 & \text{si } u_{OL}(t) < 0 \end{cases}$$

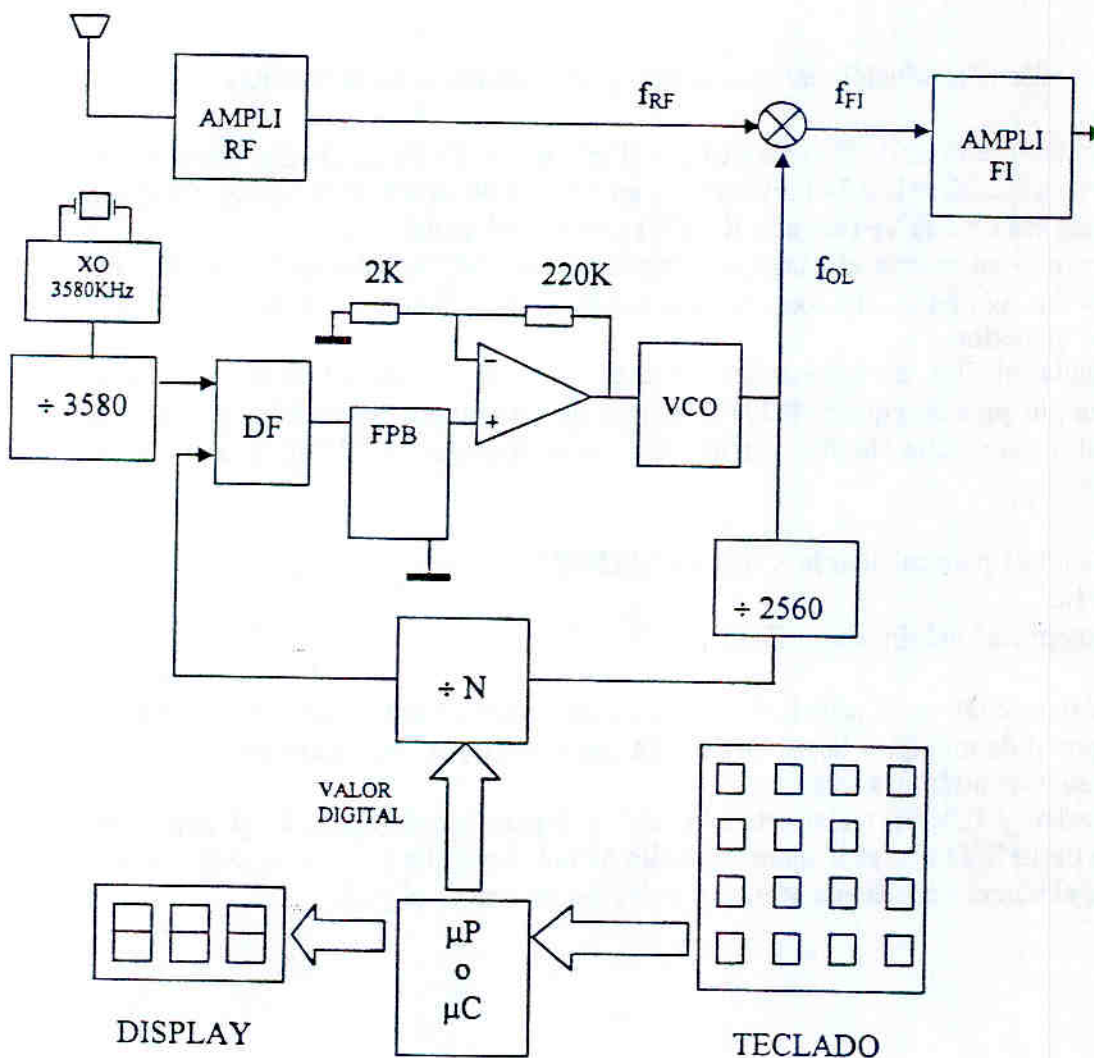
$$p(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\text{sen}(2n+1)\omega_{OL}t}{2n+1}$$

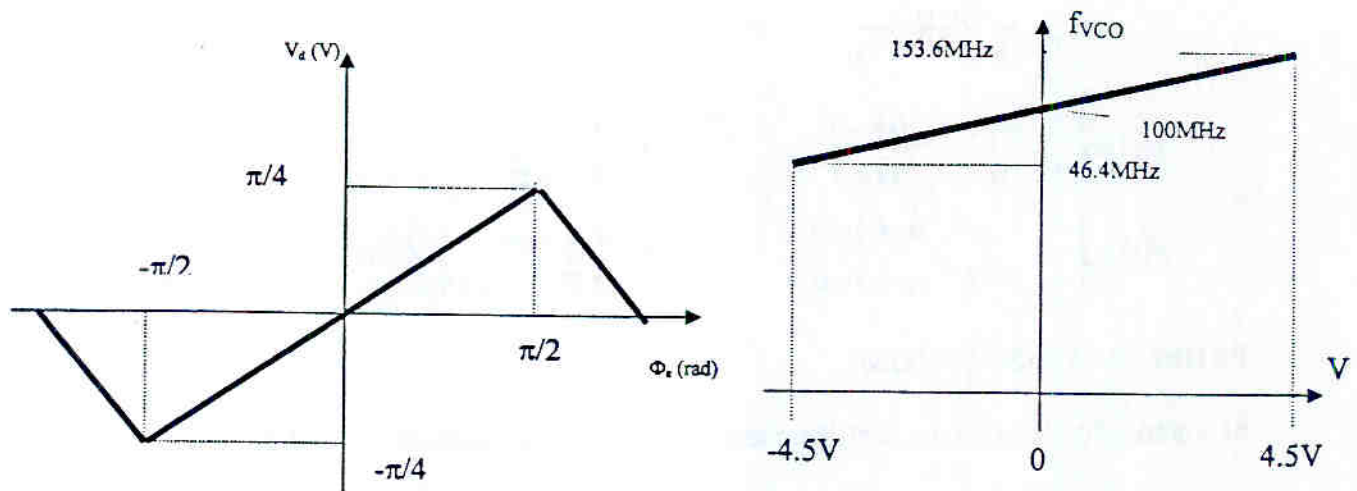
$$p(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } u_{OL}(t) > 0 \\ -1 & \text{si } u_{OL}(t) < 0 \end{cases}$$

$$p(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\text{sen}(2n+1)\omega_{OL}t}{2n+1}$$

PROBLEMA 2 (5 PUNTOS)

El sintetizador de la figura se utiliza para la selección de canales de TV en VHF.





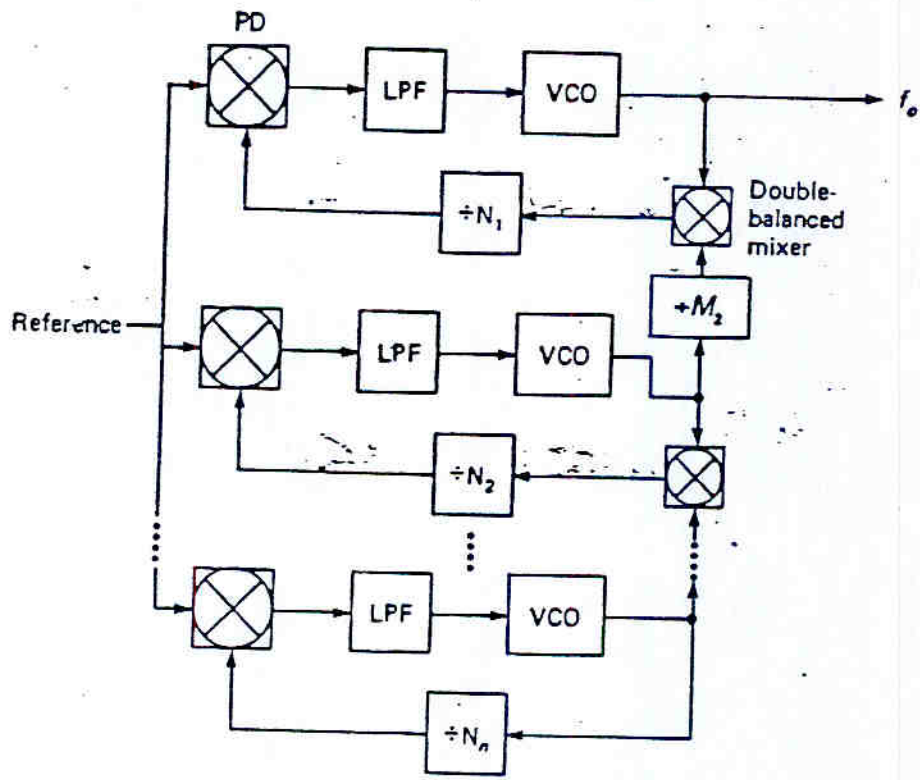
- a. (0.5) Calcular la resolución del sintetizador y cuántas frecuencias distintas se podrán sintetizar.
- b. (1) Calcular qué valor de N deberá cargar el microcontrolador (μC) en el sintetizador para sintonizar una $f_{RF}=100.34$ MHz si la f_{FI} en VHF es de 38.9MHz y $f_{RF}>f_{OL}$. Calcular también para ese caso la V_C (entrada al VCO) y la V_d (salida del DF).
- c. (1) Teniendo en cuenta el rango de frecuencias del VCO, calcular los valores de frecuencia: f_{RFMAX} , f_{RFMIN} , f_{OLMAX} , f_{OLMIN} , que se podrán obtener y los valores N_{MAX} y N_{MIN} para obtenerlos.
- d. (1) Calcular el filtro de manera que nos aseguremos que el sintetizador sea estable. Deberá cumplir para ello que $\xi=0.707$ y además que el margen de Lock-in sea un 30% superior al mayor salto de frecuencia que pueda aparecer en el DF y que es de $\Delta f=30$ KHz.

Datos: Se tomará para calcular la K un valor de $N=500$

$$C=1nF$$

$$\text{Margen de Lock-in } \Delta\omega_L=\pi\xi\omega_n$$

- e. (0.5) Indicar cuál es la principal limitación del anterior sintetizador y por qué se sustituye por el de múltiples lazos. Deducir la expresión de la frecuencia de salida f_0 de un sintetizador de múltiples lazos.
- f. (1) Diseñar y dibujar un sintetizador de múltiples lazos capaz de generar una frecuencia de 1942KHz si se dispone para ello de una fuente de 1MHz. Deberás indicar claramente el número de lazos a utilizar y todos los valores de N y M.



100

100

100

100

100

100

100

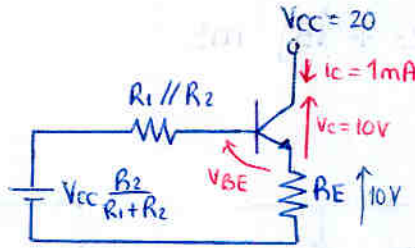
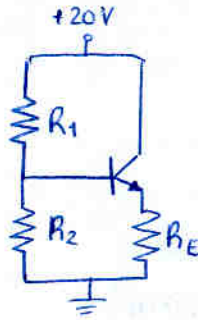
100

Problema 1. Junio 2004

a, b) Receptor superheterodino. Ver teoría.

c) 1)

en continua:



Suponiendo $I_b \approx 0$

$$R_E = \frac{10V}{1mA} = 10k\Omega$$

$$V_{cc} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{BE} - V_{RE} = 0$$

$$20 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - 0.6 - 10 = 0$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10.6}{20}$$

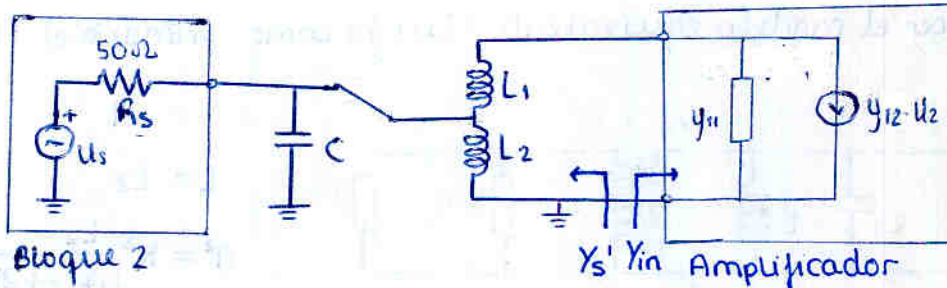
$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{20}{10.6}$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{20}{10.6} - 1 = 0.8868$$

Tomo $R_2 = 10k\Omega$

$R_1 = 8.868k\Omega$

2) Valores red selectiva L_1, L_2 y C para MTP. $\Delta B = 200kHz$



Necesitamos Y_{in} .

Como MTP $\Rightarrow Y_{in} = Y_s^*$

Podemos calcular Y_s con el formulario que nos dan

(y ya puestos calculamos también Y_i')

$$\left. \begin{aligned} y_{11} &= 15.3 + 18j \text{ mS} \\ y_{12} &= 0 - 0.06j \text{ mS} \\ y_{21} &= 29 - 10j \text{ mS} \\ y_{22} &= \underbrace{0.29}_g + \underbrace{0.6j}_b \text{ mS} \end{aligned} \right\}$$

$$g_s' = \frac{\sqrt{[2g_{11}g_{22} - \text{Re}(y_{21}y_{12})]^2 - 4y_{21}y_{12}}}{2g_{22}} = 16.0233 \text{ mS}$$

$$b_s' = -b_{11} + \frac{\text{Im}(y_{12}y_{21})}{2g_{22}} = -15 \text{ mS}$$

$$g_L' = \frac{\sqrt{(2g_{11}g_{22} - \text{Re}(y_{21}y_{12}))^2 - 4y_{21}y_{12}}}{2g_{11}} = 0.30371 \text{ mS}$$

$$b_L' = -b_{22} + \frac{\text{Im}(y_{12}y_{21})}{2g_{11}} = -0.54314 \text{ mS}$$

$$C = \frac{1y_{12}y_{21}}{2g_{11}g_{22} - \text{Re}(y_{12}y_{21})} = 0.1943 < 1$$

Cumple el criterio de estabilidad.

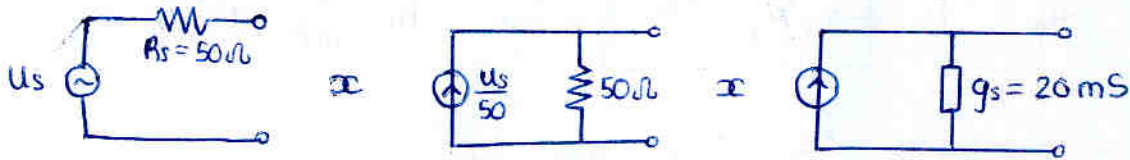
Entonces:

$$Y'_L = g'_L + jb'_L = 16'023 - 15j \text{ mS}$$

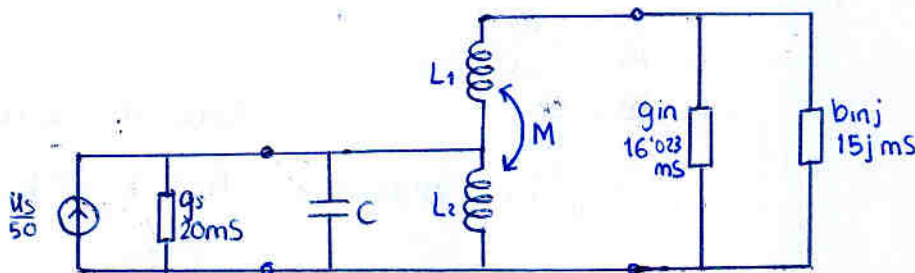
Por tanto

$$Y_{in} = g'_L - jb'_L = 16'023 + 15j \text{ mS}$$

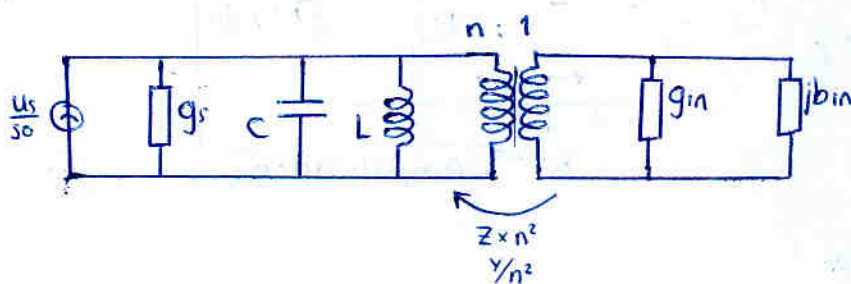
Por otra parte, el bloque 2:



Por tanto, tenemos:



Hay que hacer el modelo equivalente. Elcojo como primario el lado de la izquierda



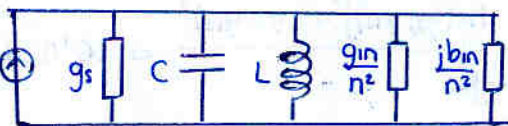
$$K = 1$$

$$L = L_2$$

$$n^2 = K^2 \frac{L_2}{L_1 + L_2 + 2M} = \frac{L_2}{L_1 + L_2 + 2\sqrt{L_1 L_2}}$$

$$(n < 1)$$

Pasando todo a un lado:



ya que este es el amplij de FI

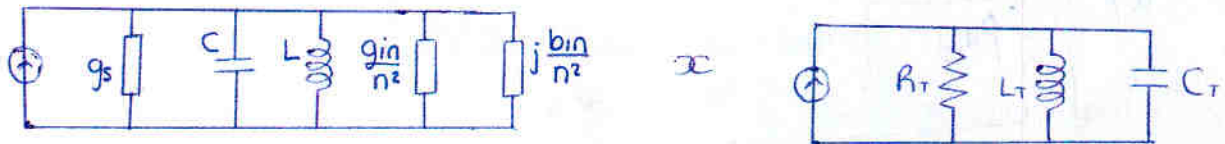
1. Maxima Transferencia de Potencia (MTP) a $f = f_c = 10^7 \text{ MHz}$
 Suponemos que a f_c los elementos reactivos resuenan y desaparecen.
 Entonces podemos igualar partes reales para conseguir adaptación

$$g_s = \frac{g_{in}}{n^2}$$

$$n^2 = \frac{g_{in}}{g_s} = \frac{16'023 \text{ mS}}{20 \text{ mS}} = 0'80115$$

$$n^2 = 0'80115$$

Hay que ver cual es la red RLC equivalente



$$R_T = \frac{1}{g_T} = \frac{1}{g_s + \frac{g_{in}}{n^2}} = \frac{1}{40 \text{ mS}} = 25 \Omega$$

$$j \frac{b_{in}}{n^2} = 18'7231 j > 0 \Rightarrow \text{es un condensador}$$

$$j \frac{b_{in}}{n^2} = j \omega C_{in} \rightarrow C_{in} = \frac{b_{in}}{n^2 \cdot \omega} = \frac{15 \text{ mS}}{0'80115 \cdot 2\pi \cdot 10'7 \text{ MHz}} = 0'27849 \text{ nF}$$

aproximamos
 $\omega = \omega_c$

$$C_T = C + C_{in}$$

$$L_T = L$$

Por lo tanto aplicamos las ecuaciones de una red RLC

$$2. \quad AB = \frac{1}{2\pi R_T C_T} = 200 \text{ kHz} \rightarrow C_T = \frac{1}{2\pi \cdot R_T \cdot AB} = 31'831 \text{ nF}$$

$$C = C_T - C_{in} = \boxed{C = 31'55 \text{ nF}}$$

$$3. \quad f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_T C_T}} = 10'7 \text{ MHz} \rightarrow L_T = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_T} = 6'9506 \text{ nH}$$

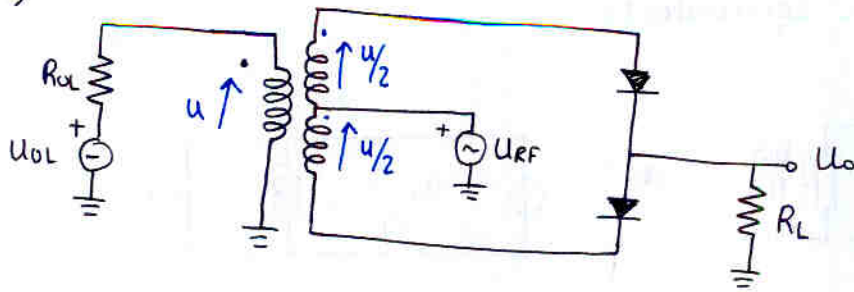
$$\left\{ \begin{array}{l} L_T = L_2 = 6'9506 \text{ nH} \\ n^2 = \frac{L_2}{L_1 + L_2 + 2\sqrt{L_1 L_2}} = 0'80115 \end{array} \right\}$$

Resolviendo el sistema:

$$L_2 = 6'9506 \text{ nH}$$

$$L_1 = 0'0955 \text{ nH}$$

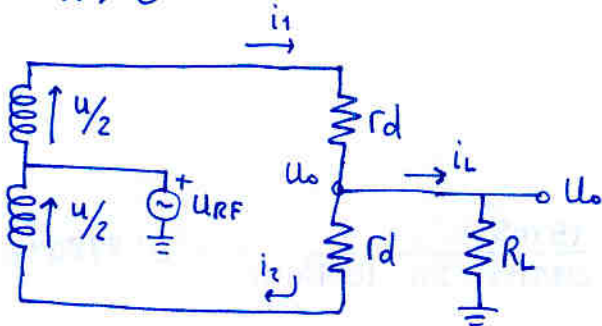
e)



si $u < 0$

$$U_o = 0$$

si $u > 0$



$$i_1 = \frac{\left(\frac{u}{2} + U_{RF}\right) - U_o}{r_d}$$

$$i_2 = \frac{U_o - \left(-\frac{u}{2} + U_{RF}\right)}{r_d} = \frac{U_o + \frac{u}{2} - U_{RF}}{r_d}$$

por tanto:

$$i_L = i_1 - i_2 = \frac{\frac{u}{2} + U_{RF} - U_o - U_o - \frac{u}{2} + U_{RF}}{r_d} = \frac{2(U_{RF} - U_o)}{r_d}$$

y como $U_o = i_L \cdot R_L$

$$U_o = 2(U_{RF} - U_o) \frac{R_L}{r_d}$$

$$U_o \left(1 + 2 \frac{R_L}{r_d}\right) = U_{RF} 2 \frac{R_L}{r_d}$$

de donde

$$U_o = U_{RF} \frac{2 \frac{R_L}{r_d}}{1 + 2 \frac{R_L}{r_d}}$$

$$U_o = U_{RF} \frac{2R_L}{r_d + 2R_L}$$

Por tanto; finalmente

$$U_o(t) = \begin{cases} 0 & u < 0 \\ U_{RF} \frac{2R_L}{r_d + 2R_L} & u > 0 \end{cases}$$

y como $u < 0 \Leftrightarrow U_{0L} < 0$ (creo)
 $u > 0 \Leftrightarrow U_{0L} > 0$

$$U_o(t) = \frac{2R_L}{r_d + 2R_L} \cdot U_{RF}(t) \cdot p(t) \quad \text{siendo } p(t) = \begin{cases} 1 & U_{0L} > 0 \\ 0 & U_{0L} < 0 \end{cases}$$

Problema Examen Septiembre 2002

Amplificador sintonizado

- FI de FM
- AB = 200 kHz

$$Z_s = 50 \Omega$$

$$Z_L = 50 \Omega // 5 \text{ pF}$$

- Autotransformador a la entrada
- Acoplo capacitivo a la salida

Transistor: $y_{11} = 15'3 + 18j \text{ mS}$

$$y_{12} = 0 - 0'06j \text{ mS}$$

$$y_{21} = 29 - 10j \text{ mS}$$

$$y_{22} = 0'29 + 0'6j \text{ mS}$$

$$Q \left\{ \begin{array}{l} V_{CE} = 10 \text{ V} \\ I_C = 1 \text{ mA} \end{array} \right.$$

a) ¿Es el diseño posible?

$$\text{Re}(y_{12} \cdot y_{21}) = [(y_{12} \cdot y_{21}) + (y_{12} \cdot y_{21})^*] \cdot 0'5 = -0'6$$

$$C = \frac{|y_{21} y_{12}|}{|2g_{11}g_{22} - \text{Re}(y_{12} \cdot y_{21})|} = 0'1943 < 1 \Rightarrow \text{No hay oscilación. El circuito será estable}$$

b) Diseñar redes adaptadoras.

- Cálculo de Y_{in} e Y_{out}

$$g_s' = \frac{\sqrt{[2g_{11}g_{22} - \text{Re}(y_{21}y_{12})]^2 - |y_{21}y_{12}|^2}}{2g_{22}} = 16'0233 \text{ mS}$$

$$g_L' = \frac{\sqrt{[2g_{11}g_{22} - \text{Re}(y_{21}y_{12})]^2 - |y_{21}y_{12}|^2}}{2g_{11}} = 0'3037 \text{ mS}$$

$$b_s' = -b_{11} + \frac{\text{Im}(y_{12}y_{21})}{2g_{22}} = -15 \text{ mS}$$

$$b_L' = -b_{22} + \frac{\text{Im}(y_{12}y_{21})}{2g_{11}} = -0'5431 \text{ mS}$$

Por tanto:

$$Y_s' = 16'023 - 15j \text{ mS}$$

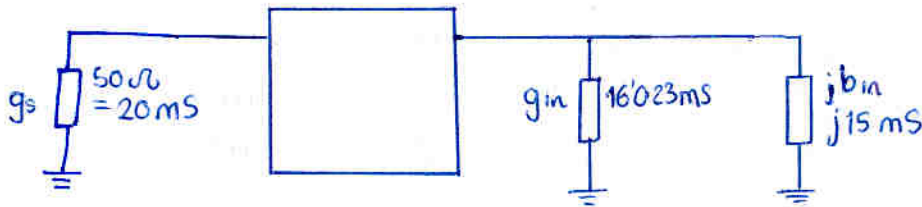
$$Y_L' = 0'3037 - 0'5431 \text{ mS}$$

Para máxima transferencia de potencia:

$$Y_{in} = Y_s'^* = 16'023 + 15j \text{ mS}$$

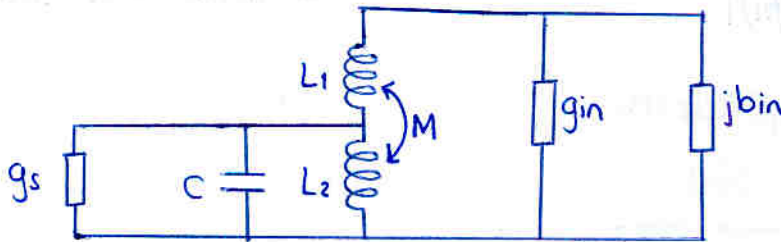
$$Y_{out} = Y_L'^* = 0'3037 + 0'5431 \text{ mS}$$

ENTRADA

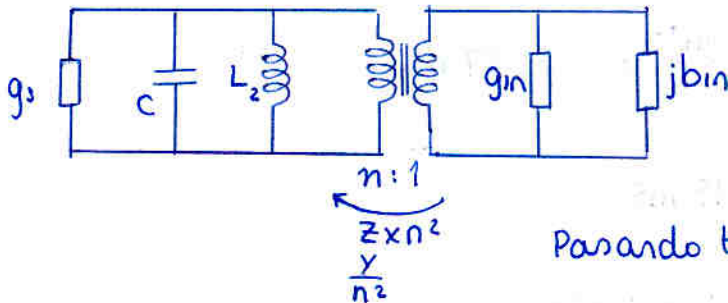


Como $g_s > g_{in}$
 $B_s < B_{in} \Rightarrow$ Utilizamos reductor de impedancias

Utilizamos autotrafo elevador. Me defino como primario el lado izquierdo y coloco condensador (acoplo capacitivo) en el primario (i.e. primario sintonizado)

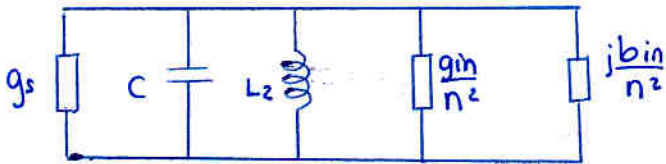


Hacemos el transformador equivalente ideal



$$\left\{ \begin{aligned} K &= \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = 1 \\ L &= L_2 \\ n^2 &= K^2 \frac{L_2}{L_1 + L_2 + 2M} = \frac{L_2}{L_1 + L_2 + 2\sqrt{L_1 L_2}} \end{aligned} \right.$$

Pasando todo a un lado



$$\begin{aligned} g_s &= 20 \text{ mS} \\ C & \\ L_2 & \\ \frac{g_{in}}{n^2} &= \frac{16.023}{n^2} \\ \frac{j b_{in}}{n^2} &= j \frac{15}{n^2} \end{aligned}$$

A $\omega = \omega_c$, resuenan y se van todos los elementos reactivos, y quedan g_s y g_{in}/n^2 .

Igualo para obtener la MTP.

$$g_s = \frac{g_{in}}{n^2} \rightarrow n^2 = \frac{g_{in}}{g_s} = \frac{16.023}{20} = 0.80115$$

Ahora calculo el circuito RLC equivalente

$$R_T = \frac{1}{g_s + \frac{g_{in}}{n^2}} = \frac{1}{20 \text{ms} + 20 \text{ms}} = 25 \Omega$$

$$L_T = L_2$$

$$C_T = C + C_{in}$$

$$j \frac{b_{in}}{n^2} > 0 = j\omega C_{in}$$

de donde $C_{in} = \frac{b_{in}}{n^2 \omega}$

Para $\omega_c \rightarrow C_{in} = \frac{15 \cdot 10^{-3}}{\frac{16'023}{20} \cdot 10^7 \cdot 10^6} = 1'75 \text{ nF}$

Y ahora aplico las condiciones del circuito RLC

$$AB = \frac{1}{2\pi R_T C_T} = 200 \text{ kHz} \rightarrow C_T = \frac{1}{2\pi \cdot 200 \text{ kHz} \cdot R_T} = 31'83 \text{ nF}$$

por tanto: $C = C_T - C_{in} = 30'1 \text{ nF}$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_T C_T}} = 10'7 \text{ MHz} \rightarrow L_T = \frac{1}{C_T (2\pi f_c)^2} = 6'95 \text{ nH}$$

por tanto:

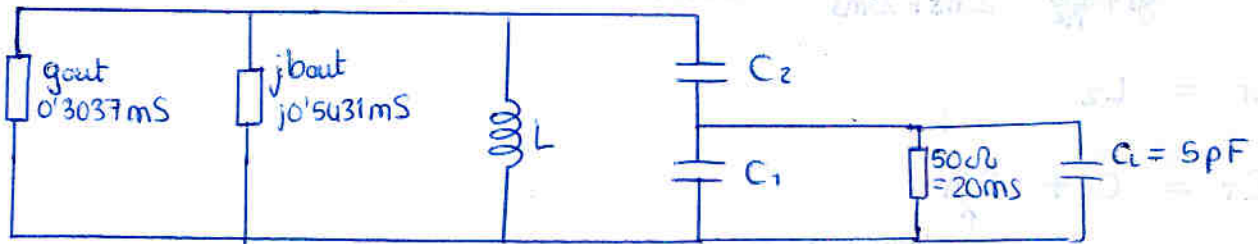
$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 = 6'95 \text{ nH} \\ n^2 = \frac{L_1}{L_1 + L_2 + 2\sqrt{L_1 L_2}} = 0'80115 \end{array} \right.$$

de donde:

$$L_1 = 6'95 \text{ nH}$$

$$L_2 = 95'5 \text{ pH}$$

SALIDA



El condensador de carga queda en paralelo con C_1 de forma que

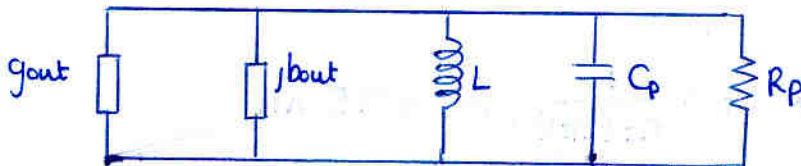
$$C_{int} = C_1 + 5 \text{ pF}$$

$$C_{ext} = C_2$$

suponiendo $[\omega R_L (C_1 + C_2)]^2 \gg 1$

$$C_p = \frac{C_{int} C_{ext}}{C_{int} + C_{ext}}$$

$$R_p = R_L \left[1 + \frac{C_{int}}{C_{ext}} \right]^2$$

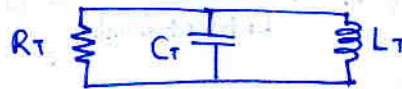


El circuito a $\omega = \omega_c$ resonará y se anularán partes reactivas:

$$\text{MTP} \Rightarrow \frac{1}{g_{out}} = R_p = 3293 \Omega$$

El circuito RLC equivalente es:

$$R_T = \frac{1}{2g_{out}} = 1646 \Omega$$



$$C_T = C_p + C_{in}$$

$$j_{bout} = j\omega C_{in} \rightarrow C_{in} = \frac{b_{out}}{\omega} = \frac{0.5431 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 10^7 \cdot 10^6} = 8.078 \text{ pF}$$

$$L_T = L$$

$$\bullet \text{ AB} = \frac{1}{2\pi R_T C_T} = 200 \text{ kHz} \rightarrow C_T = \frac{1}{2\pi \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 1646} = 483.46 \text{ pF}$$

por tanto $C_p = C_T - C_{in} = 475.38 \text{ pF}$

$$\bullet \text{ } f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_T C_T}} = 10.7 \text{ MHz} \rightarrow L_T = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_T} = 457.6 \text{ nH}$$

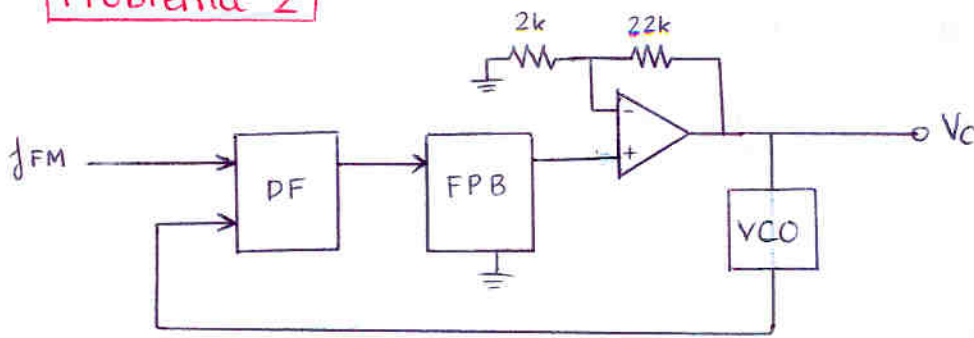
$$\left\{ \begin{array}{l} C_p = \frac{C_{int} C_{ext}}{C_{int} + C_{ext}} = 475.38 \text{ pF} \\ R_p = R_L \left[1 + \frac{C_{int}}{C_{ext}} \right]^2 = 3293 \Omega \end{array} \right\} \text{ resolver sistema}$$

$$L = 457.6 \text{ nH}$$

$$\rightarrow C_2 = C_{ext}$$

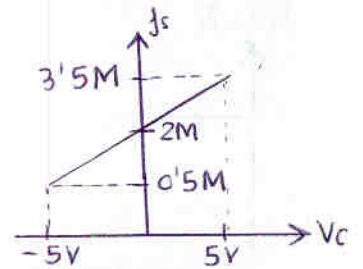
$$\rightarrow C_1 = C_{int} - 5 \text{ pF}$$

Problema 2



$$K_d = 0.5 \text{ V/rad}$$

VCO:



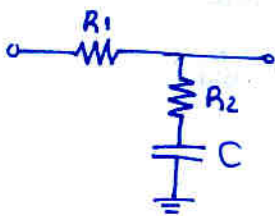
PLL para demodular señal FM que varía sinusoidalmente entre 1.5 MHz y 3.5 MHz con una frecuencia de 1 kHz.

Tomar $\xi = 0.707$

y ancho de banda del PLL 10 veces superior a la señal a demodular

a) Tipo de filtro

Lead-Lag, puesto que piden fijar tanto ξ como ω_n



$$T_1 = (R_1 + R_2)C$$

$$T_2 = R_2 C$$

b) Diseña el filtro

$$\omega_n = 10 \cdot 1 \text{ kHz} \cdot 2\pi = 2\pi \cdot 10^4 \text{ rad/s}$$

$$\xi = 0.707$$

$$K = 2\pi \cdot K_d \cdot F(0) \cdot A \cdot K_v$$

$$= 11.31 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$$

$$\begin{cases} K_d = 0.5 \text{ V/rad} \\ F(0) = 1 \\ A = \left(1 + \frac{22k}{2k}\right) = 12 \\ K_v = \frac{(3.5 - 2) \text{ M}}{5} = 0.3 \cdot 10^6 \text{ Hz/V} \end{cases}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T_1}} \rightarrow T_1 = \frac{K}{\omega_n^2} = 0.1131 \text{ s}$$

$$\xi = \frac{1}{2} \left[T_2 + \frac{1}{K} \right] \omega_n \rightarrow T_2 = \frac{2\xi}{\omega_n} - \frac{1}{K} = 1.413 \cdot 10^{-4} \text{ s}$$

$$T_1 = (R_1 + R_2)C = 0.1131 \text{ s}$$

$$T_2 = R_2 \cdot C = 1.413 \cdot 10^{-4} \text{ s}$$

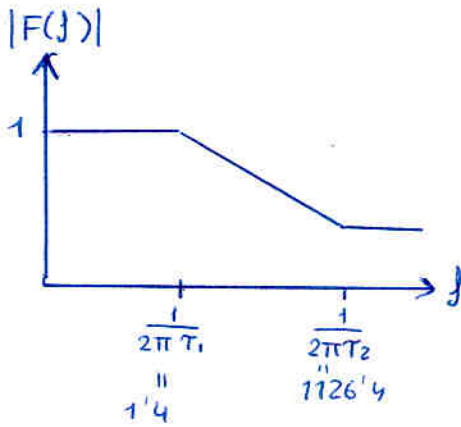
Tomó $C = 100 \text{ nF}$

$$R_2 = 1.413 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 1124.56 \text{ k}\Omega$$

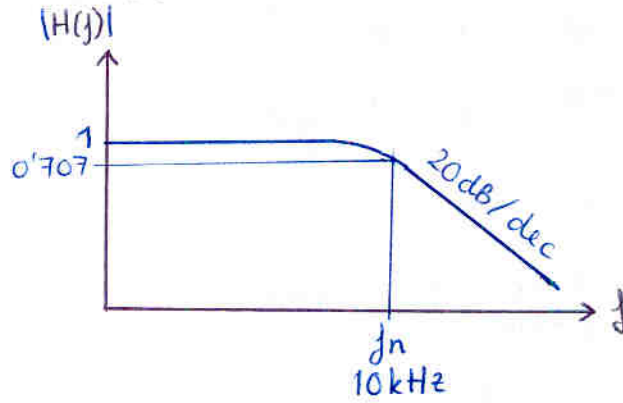
c) Dibuja la respuesta en frecuencia del filtro y la del PLL

Filtro:



$$F(p) = \frac{1 + T_2 p}{1 + T_1 p}$$

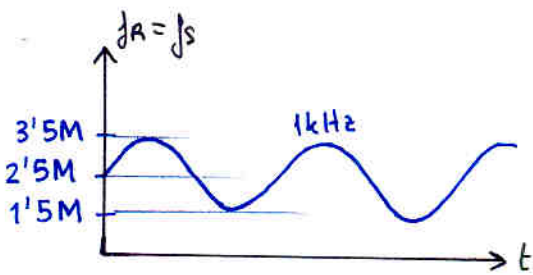
PLL:



$$H(p) = \frac{K \cdot F(p)}{p + KF(p)}$$

$$H(p) = \frac{1 + (2\xi - \frac{\omega_n}{k}) \frac{p}{\omega_n}}{1 + 2\xi (\frac{p}{\omega_n}) + (\frac{p}{\omega_n})^2}$$

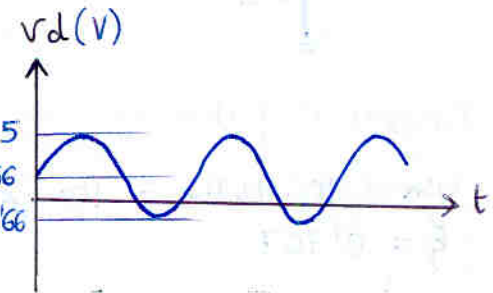
d) Dibuja la señal demodulada



$$V_d = \frac{j_s - j_r}{K_v}$$

$$j_0 = 2 \text{ MHz}$$

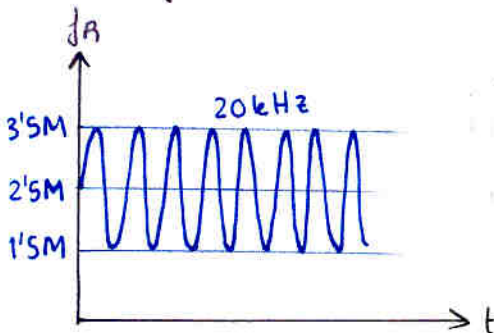
$$K_v = 0.3 \text{ MHz/V}$$



e) Si demoduláramos audio 20Hz - 20kHz se atenuarían las componentes mayores de 10kHz

Todas las componentes de la señal demodulada (continua y 1kHz) caen perfectamente dentro del ancho de banda del PLL → no se atenuan

f) señal de salida si a la entrada FM varia entre 1.5MHz y 3.5MHz a una frecuencia de 20kHz

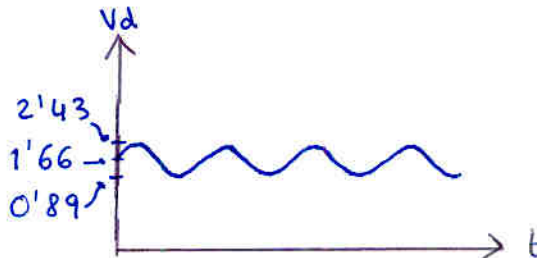
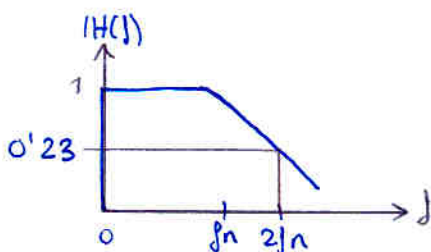


$$V_d = \frac{j_s - j_r}{K_v}$$

Pero esta vez $j_s \neq j_r$.

El valor medio de j_s sí que sería 2.5MHz, ya que cae en el ancho de banda del PLL y resulta en $V_d = 1.66V$. La componente a 20kHz (que si cayera dentro del BW variaría entre -1.66V y 5V) se ve atenuada al 23%

$$\Delta V = (5 - (-1.66)) \cdot 23\% = 1.53V$$



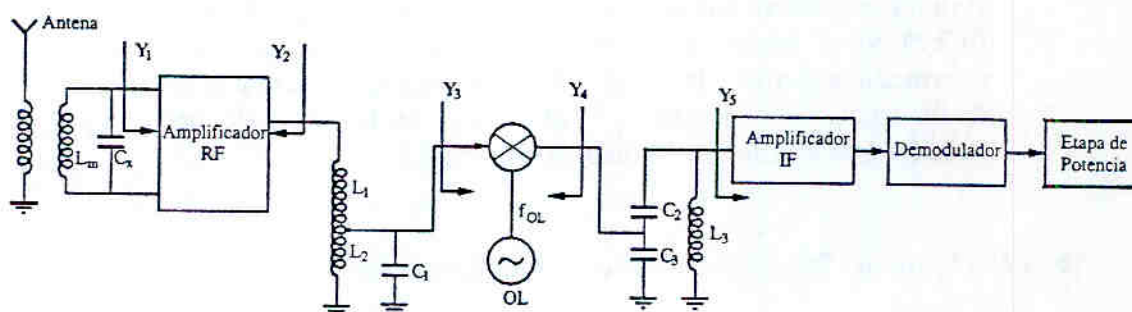
EXAMEN DE SUBSISTEMAS ANALÓGICOS

3 Junio 2003

PROBLEMA 1 (5 Puntos)

El siguiente circuito representa un receptor superheterodino donde la antena está equilibrada a 50Ω . Y_i representa las admitancias de entrada o salida, calculadas en el caso de los amplificadores para obtener máxima transferencia de potencia a la frecuencia de trabajo:

$Y_1 = 12 + 40.2j$ $Y_2 = 0.14 + 0.9j$ $Y_3 = 33$ $Y_4 = 45.5 - 10j$ $Y_5 = 32.9 + 44.6j$
 (Todas expresadas en mmhos)



En el transformador de entrada el valor de la inductancia magnetizante es $L_m = 46 \text{ pH}$ y el de la inductancia mutua es $M = 59 \text{ pH}$.

A.- (2.5 puntos) Conteste a las siguientes preguntas sobre los amplificadores y redes selectivas de la figura.

- (a.1) (0.75 puntos) Se pretende sintonizar *UPV-radio* (dial 102.5 de la FM). Calcule el valor de C_x necesario para sintonizar dicho dial.
- (a.2) (1 punto) Diseñe la red selectiva formada por L_3 - C_2 - C_3 para que su funcionamiento sea el correcto.
- (a.3) (0.75 puntos) Se dispone del integrado amplificador CA 333X de la misma familia que el empleado en el amplificador de IF. Recomendaría su uso en el caso en que precisara su sustitución. Razone su respuesta.

CA333X

Frecuencia: f [MHz]		Admitancias: y = g +jb [mmho]							
f	g11	b11	g12	b12	g21	b21	g22	b22	
10.700	15.000	20.000	-0.01000	-0.7000	34.000	-8.3000	0.2000	0.6000	
12.000	14.000	22.000	-0.00500	-0.3500	22.000	-7.1000	0.1500	0.7000	
102.50	9.0000	30.000	-0.00300	-0.3000	14.000	-6.0000	0.10000	0.8000	

B.- (2.5 puntos) Conteste a las siguientes preguntas a cerca del multiplicador que aparece en la figura del receptor.

(b.1) (0.25 puntos) Sobre el funcionamiento del multiplicador

(b.1.1) Explique brevemente la función de un multiplicador en un receptor superheterodino.

(b.1.2) ¿Qué tipo de subsistema (LINEAL O NO LINEAL) emplearía para llevar a cabo la multiplicación de dos señales? Justifique su respuesta.

(b.2) (0.5 puntos) Sobre la problemática de la frecuencia imagen

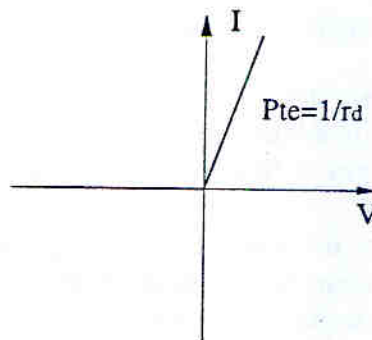
(b.2.1) Calcule el valor de la frecuencia imagen cuando se desea sintonizar la señal emitida por *UPV-radio*. Suponga que $f_{OL} > f_{RF}$.

(b.2.2) Si al mismo receptor se le hiciera trabajar a una frecuencia intermedia superior a la de FM ¿Cómo afecta este hecho a la eliminación de la frecuencia imagen? ¿Y al diseño de los bloques del receptor situados tras el filtro de frecuencia intermedia?

(b.3) (1.75 puntos) Sobre la electrónica del multiplicador

(b.3.1) Obtenga la expresión de la tensión de salida del circuito que se propone como multiplicador. Para ello tenga en cuenta las siguientes consideraciones:

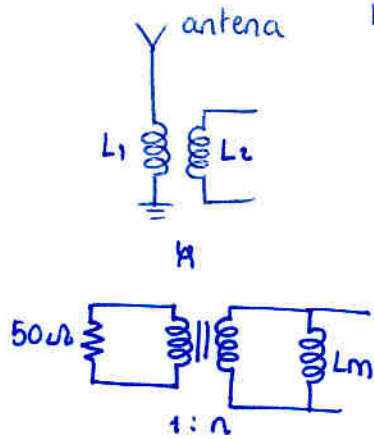
1.- La curva característica V-I de los diodos D1 y D2 es la siguiente:



2.- La señal del oscilador local es una señal sinusoidal de frecuencia f_{OL} y de amplitud mucho mayor que la señal de alta frecuencia que recibe por la antena, la cual también es sinusoidal de frecuencia f_{RF} .

Problema 1. Junio 2003

a)



Nos dan dato:

inductancia magnetizante $L_m = 46 \mu\text{H}$
 inductancia mutua $M = 59 \mu\text{H}$

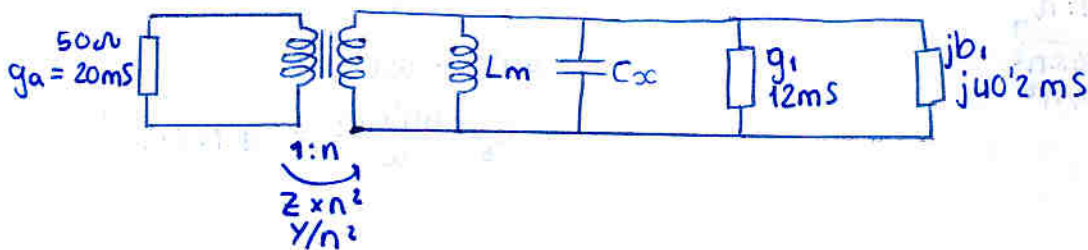
Por tanto $L_2 = 46 \mu\text{H}$

$$y \quad M = \sqrt{L_1 L_2} \rightarrow L_1 = \frac{M^2}{L_2} = 75.7 \mu\text{H}$$

$$n^2 = \frac{L_2}{L_1} = 0.6077$$

? no cumple MTP

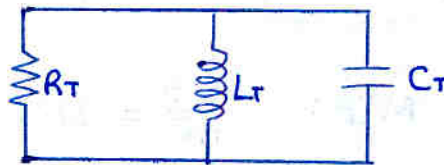
a1) calcule valor de C_x necesario para sintonizar dial 102.5 FM



Para MTP: $\frac{g_a}{n^2} = g_i \rightarrow n^2 = \frac{g_a}{g_i} = \frac{5}{3} > 1$

$$jb_1 = j\omega C_1 \rightarrow C_1 = \frac{b_1}{\omega} = 392.20 \text{ pF}$$

$$\begin{cases} R_T = \frac{1}{g_1 + g_i} = 41.6 \\ C_T = C_x + C_1 \\ L_T = L_m \end{cases}$$



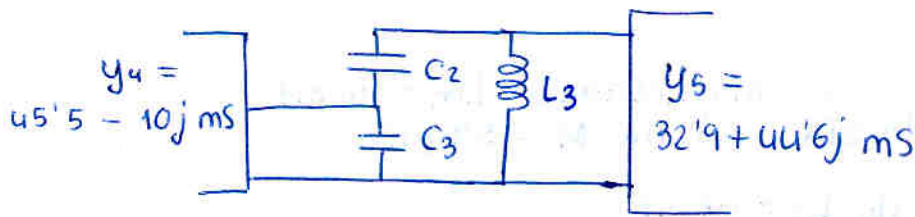
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C_T}} \rightarrow C_T = \frac{1}{L_T (2\pi f)^2} = 52.41 \text{ nF}$$

por tanto $C_x = C_T - C_1 = 52.02 \text{ nF}$

Intentamos sacar AB para calcular en a2)

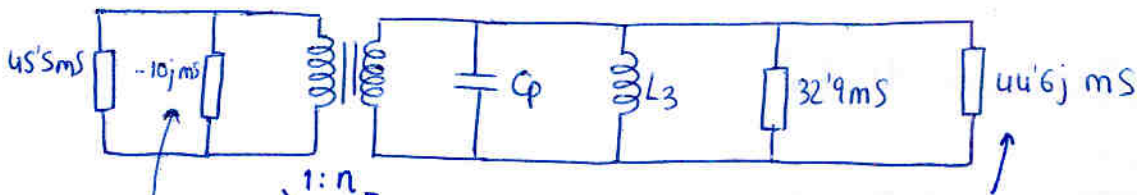
$$AB = \frac{1}{2\pi R_T C_T} = \frac{1}{2\pi \cdot 41.6 \cdot 52.41 \cdot 10^{-9}} = 72.88 \text{ kHz}$$

a2) Diseñe la red formada por $L_3 - C_2 - C_3$



suponiendo $[\omega R [C_3 + C_2]]^2 \gg 1$

$$n = 1 + \frac{C_3}{C_2}$$



$$+10 = \frac{1}{\omega L_4}$$

$$L_4 = \frac{1}{+10\omega \cdot 10^{-3}} = 1.487 \mu\text{H}$$

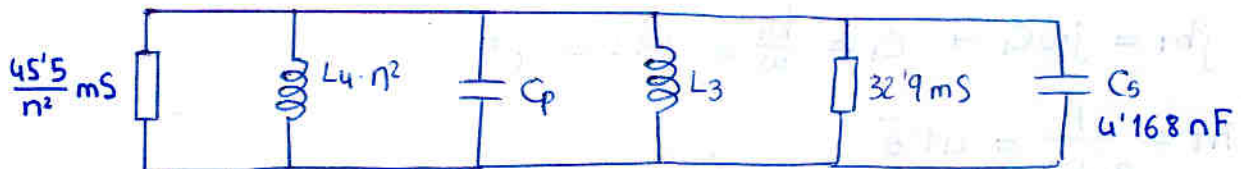
$$n^2 \cdot L_4 = 2.057 \mu\text{H}$$

son mS!!!

Pasando todo a un lado

$$44.6 = \omega C$$

$$C_5 = \frac{44.6 \text{ m}}{\omega} = 4.168 \text{ nF}$$



$$\omega f = \omega c \Rightarrow \text{MTP: } \frac{45.5}{n^2} = 32.9 \rightarrow n^2 = \frac{45.5}{32.9} = 1.383$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R_T = \frac{1}{2 \cdot 32.9 \text{ m}} = 15.20 \Omega \\ C_T = C_p + C_5 \\ L_T = n^2 L_4 \parallel L_3 \end{array} \right.$$

$$AB = \frac{1}{2\pi R_T C_T} \rightarrow C_T = \frac{1}{2\pi AB \cdot R_T} = 143.67 \text{ nF}$$

$$C_p = C_T - C_5 = 139.5 \text{ nF}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C_T}} \rightarrow L_T = \frac{1}{C_T (2\pi f_c)^2} = 1'54 \text{ nF}$$

por tanto $L_T = \frac{n^2 L_u \cdot L_3}{n^2 L_u + L_3} = 1'54 \text{ nH}$

siendo $n^2 L_u = 2'057 \mu\text{H}$

resolviendo \rightarrow $L_3 = 1'54 \text{ nH}$

Ahora:

$$\left\{ \begin{array}{l} n^2 = 1'383 = 1 + \frac{C_3}{C_2} = \frac{C_2 + C_3}{C_2} \quad (1) \\ C_p = \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} = 139'5 \text{ nF} \quad (2) \end{array} \right.$$

(2) \cdot (1) $\frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} \cdot \frac{C_2 + C_3}{C_2} = C_3 = 193 \text{ nF}$

de (1) $C_2 = \frac{C_3}{n^2 - 1} = C_2 = 10'88 \text{ nF}$

c) CAX333 serviría?

Tenemos los parámetros y_{11} , y_{12} , y_{21} y y_{22} .

No hay mas que ver si $C < 1$

$$\frac{1}{\cos^2 \theta} = \sec^2 \theta = 1 + \tan^2 \theta$$

Example 1: Find the value of $\sec^2 \theta$ if $\tan \theta = 3/4$

Solution: We know that $\sec^2 \theta = 1 + \tan^2 \theta$

∴ $\sec^2 \theta = 1 + (3/4)^2 = 1 + 9/16 = 25/16$

Example 2:

$$\left. \begin{aligned} \sec^2 \theta &= 1 + \tan^2 \theta \\ \sec^2 \theta &= 1 + \frac{3}{4} \end{aligned} \right\}$$

$$\sec^2 \theta = \frac{7}{4} \Rightarrow \sec \theta = \sqrt{\frac{7}{4}} = \frac{\sqrt{7}}{2}$$

$$\sec \theta = \frac{1}{\cos \theta} \Rightarrow \cos \theta = \frac{2}{\sqrt{7}}$$

∴ $\cos \theta = \frac{2}{\sqrt{7}}$