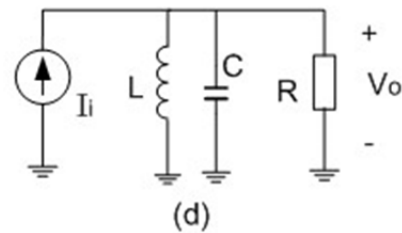
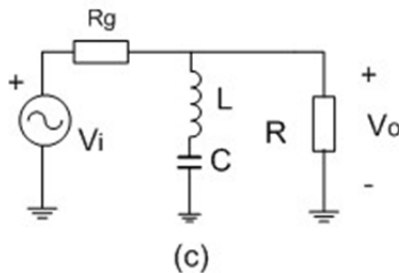
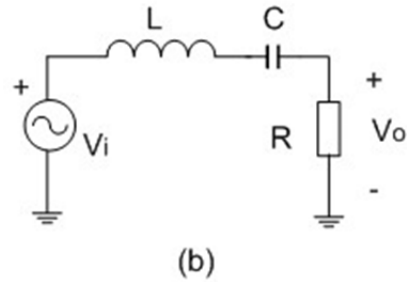
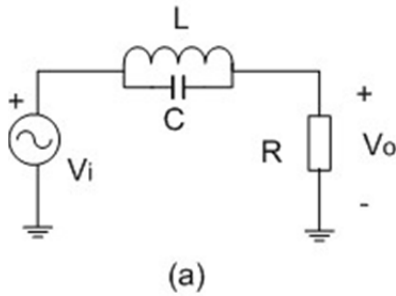


EXERCICIS DE DISPOSITIUS I CIRCUITS DE RF

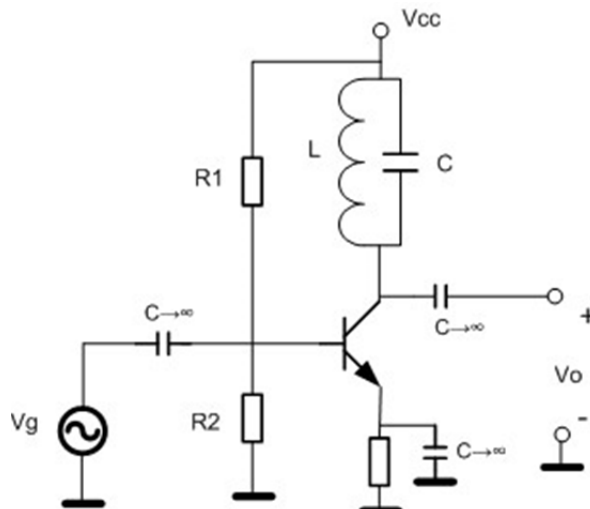
A: CIRCUITS

- 1.- (Repàs de SL) Donats els següents circuits, trobar $H(s)$ definida com $H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$ o com $H(s) = \frac{V_o(s)}{I_i(s)}$, segons el cas, i a partir de $H(s)$ indicar el valor de la freqüència de ressonància i esbossar les corbes d'amplificació i de desfasament.



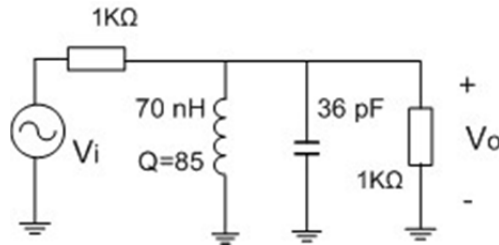
- 2.- Trobar la Q (factor de qualitat) del circuit de la figura (d) anterior, i, a partir d'ella, obtenir l'ample de banda del filtre (nota: recordi que la Q definida com a relació energètica i la Q definida com a relació entre la freqüència central i el ample de banda, coincideixen. Deixi el valor del ample de banda en funció de la freqüència de ressonància).
- 3.- (*) Dibuixi les corbes d'amplificació del següent circuit (facci servir un model simplificat del transistor, considerant només h_{ie} i h_{fe}).
- a) Suposant un Q infinit de la bobina ($ESR=0$).
- b) Suposant un $Q = 50$.

$$L = 1 \mu\text{H}; C = 1 \text{ nF}; h_{ie} = 1\text{K}\Omega, h_{fe} = 150, R_1 = 22 \text{ K}\Omega, R_2 = 2 \text{ K}\Omega$$



4.- Donat el circuit de la figura,

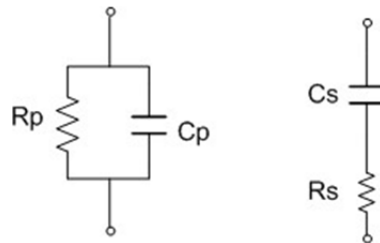
- Trobar la ω de ressonància (sol.: $2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^6$)
- Trobar la R_p (model de R en paral·lel) de la bobina (sol.: 3.74 k Ω)
- trobar les pèrdues d'inserció del circuit ressonant LC (sol.: IL= 1.1 dB)



5.- Una bobina té una $L = 100$ nH, una $Q=20$ i una SRF (*self resonance frequency*) de 1 GHz. Dibuixar el seu model (model amb la ESR i la capacitat paràsitica entre espirals).

6.- a) Obtenir el factor de qualitat Q_p del següent circuit R_p C_p en paral·lel (Sol.: $Q_p = \frac{R_p}{X_p}$,

$$X_p = \frac{1}{\omega_0 \cdot C_p})$$



b) Trobar la $Z_p(j\omega)$ del circuit R_p C_p en paral·lel (indicar-la en funció de la Q trobada al punt anterior) i la $Z_s(j\omega)$ del circuit R_s C_s en sèrie. ($Z_p(j\omega) = \frac{R_p}{1+Q_p^2} - jR_p \frac{Q_p}{1+Q_p^2}$; $Z_s(j\omega) = R_s - jX_s$; $X_s = \frac{1}{\omega_0 C_s}$)

c) Igualant parts reals i parts imaginàries, demostrar les equivalències:

$$R_s = \frac{R_p}{1 + Q_p^2}$$

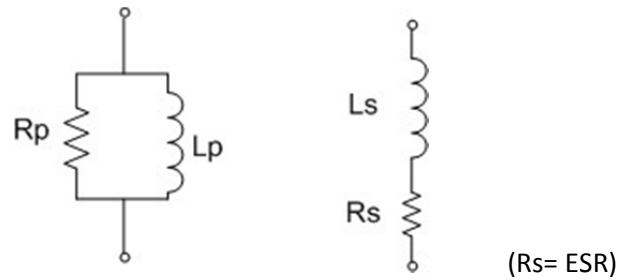
$$X_s = X_p \frac{Q_p^2}{1+Q_p^2} \quad (\text{pista: multiplicar dividir per } Q_p) \quad , \quad X_s \sim X_p \rightarrow C_p \sim C_s$$

d) Demostri també que:

$$R_p = R_s(1 + Q_s^2) \quad , \quad C_p = C_s \frac{Q_s^2}{1+Q_s^2}$$

(*) Pista: Aquí, igualar admitàncies, en comptes d'impedàncies, escurça els càlculs

7.- Repetir l'exercici anterior pels circuits

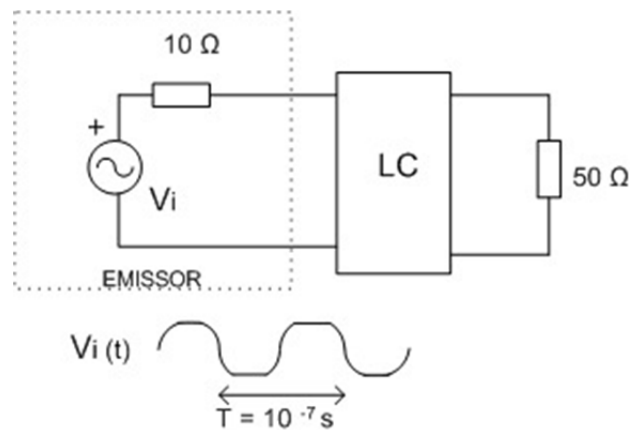


Trobar en primer lloc el factor de qualitat Q_s del circuit $R_s L_s$ en sèrie:

(Sol.: $Q_s = \frac{X_s}{R_s}$, $X_s = \omega_0 \cdot L_s$)

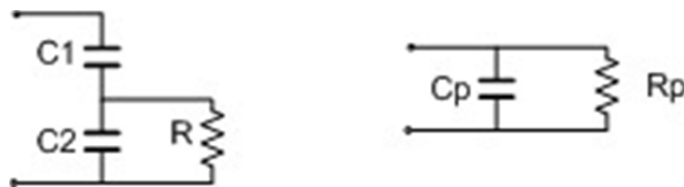
Solució: $R_p = R_s (1 + Q_s^2)$, $X_p = \omega L_p = X_s \left(\frac{Q_s^2 + 1}{Q_s^2} \right) \sim X_s \rightarrow L_p \sim L_s$

8.- Escollir l'estructura de una xarxa adaptadora en "L", i trobar els valors de L i C. L'entrada $V_i(t)$ és un senyal senoidal distorsionat tal com s'indica a la figura.



(Sol: $L = 0.3 \mu\text{H}$, $C = 0.6 \text{ nF}$)

9.- Comparant les impedàncies d'entrada (parts reals i imaginària) dels dos circuits següents,



comprovar que

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

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

I si

$$\omega^2 R^2 (C_1 + C_2)^2 \gg 1 \quad (Q_p > 10, \text{per exemple})$$

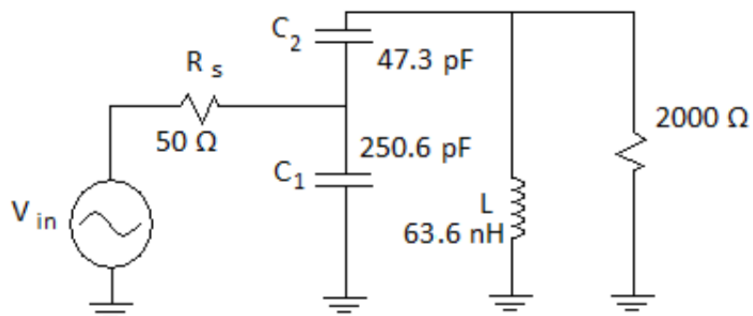
$$R_p = R \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right)^2$$

I si

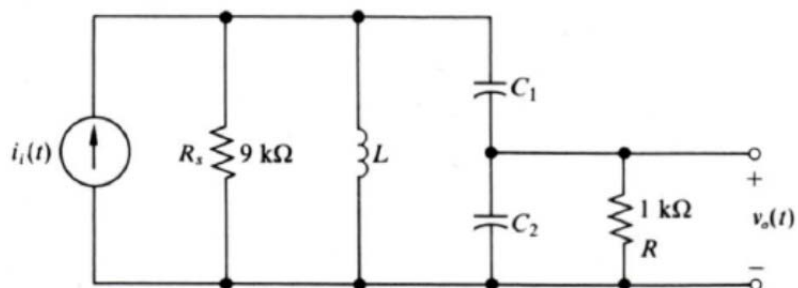
$$\omega^2 R^2 C_2 (C_1 + C_2) \gg 1 \quad (Q_p > 10, \text{per exemple})$$

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

10.- Verificar si el circuit de la figura esta adaptat a no a la freqüència de 100 MHz.

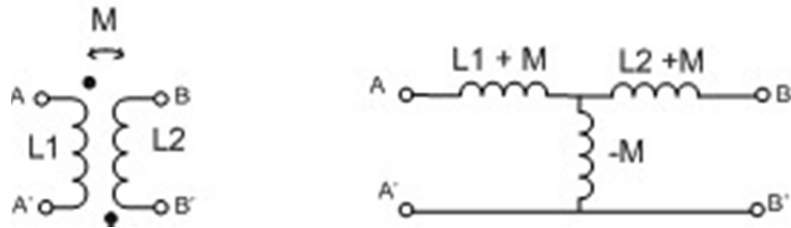


10 bis.- Trobar els valors de L , C_1 , i C_2 de manera que el circuit ressoni a $f_0 = 5$ MHz amb un ample de banda de 1.07 MHz i transferint la màxima potència a R . (L , C_1 , i C_2 son ideals)

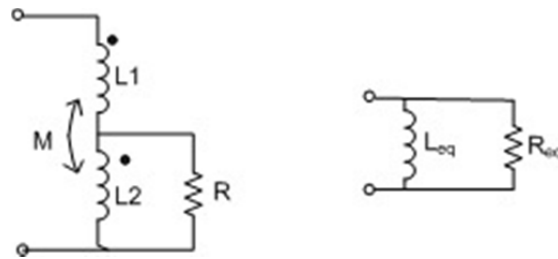


Sol: $C_1 = 50$ pF, $C_2 = 100$ pF, $L = 30$ μH.

11 (*) .- Comprovar que els dos circuits següents son equivalents



12 (*) .- Comparant les impedàncies d'entrada (parts reals i imaginària) dels dos circuits següents

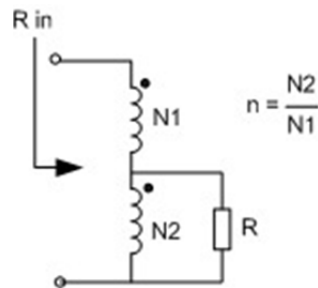


I suposant que el transformador és perfecte, $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = 1$, demostrar que:

$$R_{eq} = R \left(\frac{\sqrt{L_1} + \sqrt{L_2}}{\sqrt{L_2}} \right)^2$$

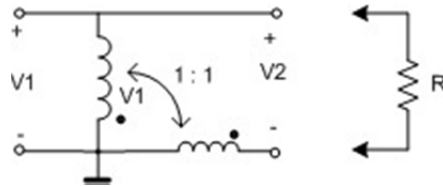
$$L_{eq} = (\sqrt{L_1} + \sqrt{L_2})^2$$

13.- (transformador ideal). Comprovar que $R_{in} = \left(\frac{1+n}{n} \right)^2 R$



14.- Suposant el següent balun fet amb un transformador ideal, amb $n=1$.

- Trobar la relació entre V_2 i V_1
- Trobar la R d'entrada quan el secundari es carrega amb la resistència R indicada.



(Pista) El transformador ideal no té pèrdues energètiques: lo que pugui/baixi la tensió ho tindrà que baixar/pujar el corrent per mantenir-se que la potència al primari ($V_1 \cdot I_1$) és igual al a del secundari ($V_2 \cdot I_2$). Amb això, trobi la constant C de la relació,

$$\frac{V_2}{I_2} = C \frac{V_1}{I_1} \rightarrow R = C R_{in}$$

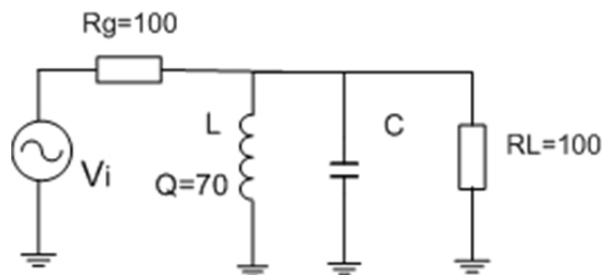
15.- Es vol dissenyar un circuit ressonant LC amb

$f_0 = 400 \text{ MHz}$

$R_g = R_L = 100 \, \Omega$ (resistències del generador i de la càrrega)

$L = 30 \text{ nH}$

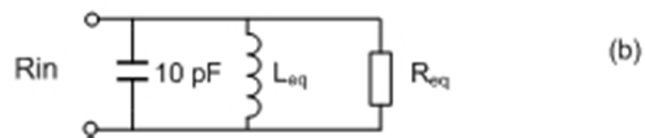
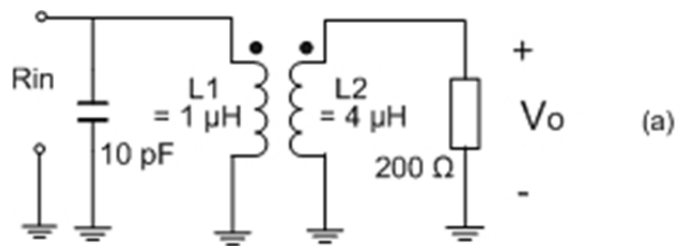
$Q \text{ inductor} = 70$



Trobar el valor de C , i les pèrdues d'inserció. Quin és el BW del circuit?

Pista: El circuit total és un RLC paral·lel, on R total és el equivalent de la R_s del inductor, la R_g i la R_L . Una vegada trobada la Q total del circuit (com a relació de freqüències), fer servir la R total del circuit RLC (ara prenent la Q com a relació d'energies) per determinar les reactàncies (X) de la bobina i del condensador.

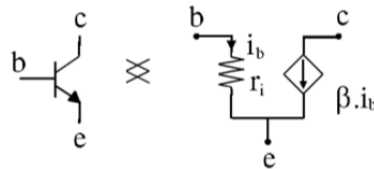
16 (*) .- Trobi la freqüència de ressonància i la resistència d'entrada del circuit de la figura, sabent que el transformador és perfecte.



Pista: Aprofitant que es un transformador perfecte, obtingui primer el circuit equivalent de la figura (b).

B: OSCIL·LADORS

1.- En el circuit de la figura, la bobina L_2 és de xoc y el condensador C_3 és de desacoblament. El transistor és un BF 495, que en primera aproximació simplifiquem pel model equivalent de petit senyal (i baixa freqüència, a fi de que sigui operatiu un anàlisi manual):



$$r_i = 2 \text{ K}\Omega$$

$$h_{fe} = 100$$

Els valors dels components, a excepció de L , son:

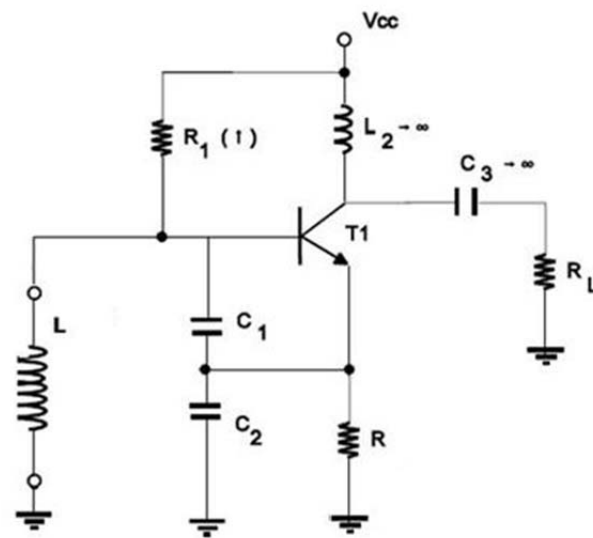
$$C_1 = 68 \text{ pF}$$

$$C_2 = 82 \text{ pF}$$

$$R_1 = 15 \text{ K}\Omega$$

$$R = 3 \text{ K}\Omega$$

(R_L és la resistència d'entrada de l'oscil·loscopi o de l'anàlitzador de espectre, segons sigui el cas. Suposi un valor de 50Ω)



Colpitts oscillator

a) Comprovar que, amb els valors anteriors, la freqüència d'oscil·lació pot aproximar-se per:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L}}$$

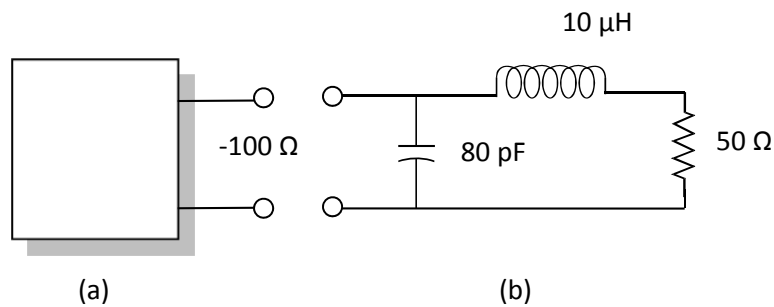
(fai servir la tècnica que ja va emprar en una pràctica de SL, on es posicionaven dos pols sobre l'eix imaginari del pla S).

- b) Trobar el valor de L perquè la freqüència d'oscil·lació sigui de 27 MHz (¿quina aplicació/servei hi ha en aquesta banda de freqüències?)
- c) (*) Si $V_{cc} = 3.3$ volts, quin és el punt de treball del transistor?

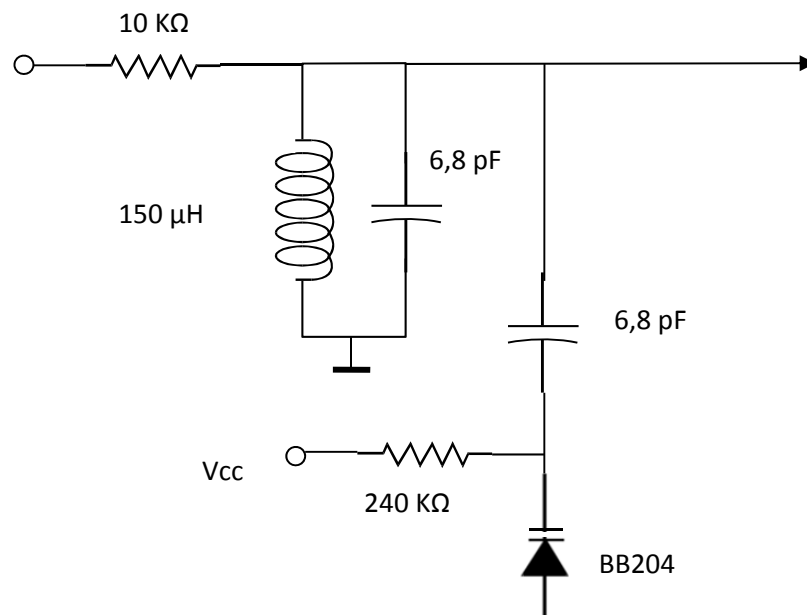
2.- La figura a) representa a un dispositiu actiu que ofereix una impedància $Z = -100 \Omega$ entre els dos terminals indicats. Si se connecta a la red RLC de la figura b),

a) ¿Puede haber oscilaciones?

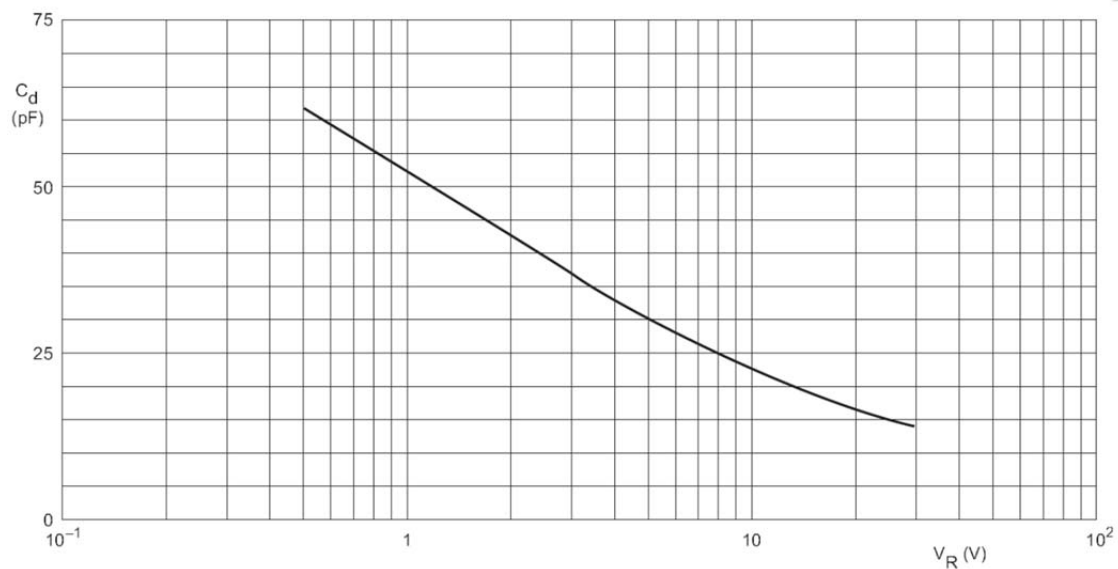
b) Caso de haberlas, ¿a qué frecuencia ocurrirían?. Caso de no haberlas, cuál debería ser el valor de Z ($\text{Re}(Z) + j \text{Im}(Z)$) para que pudiera oscilar a 10 MHz?



3.- Calcular el valor de la frecuencia de resonancia del filtro para $V_{cc} = 1$ volt y para $V_{cc} = 25$ volts. ¿Cuál ha sido el cambio de valor de la capacidad del varicap entre los dos valores de tensión anteriores?

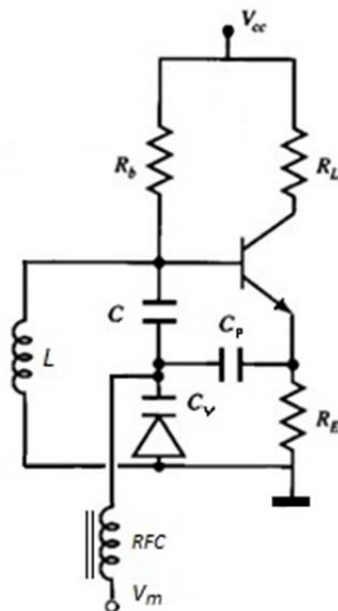


La capacidad del varicap BB204 varia con la tensión aplicada en inversa según la siguiente gráfica:



4.- La frecuencia del oscilador de la figura se ajusta mediante un diodo varicap. El condensador C_p es de desacoplo de la tensión V_m de control de la capacidad del varicap (valor de C_p relativamente grande: impedancia pequeña a la frecuencia de trabajo).

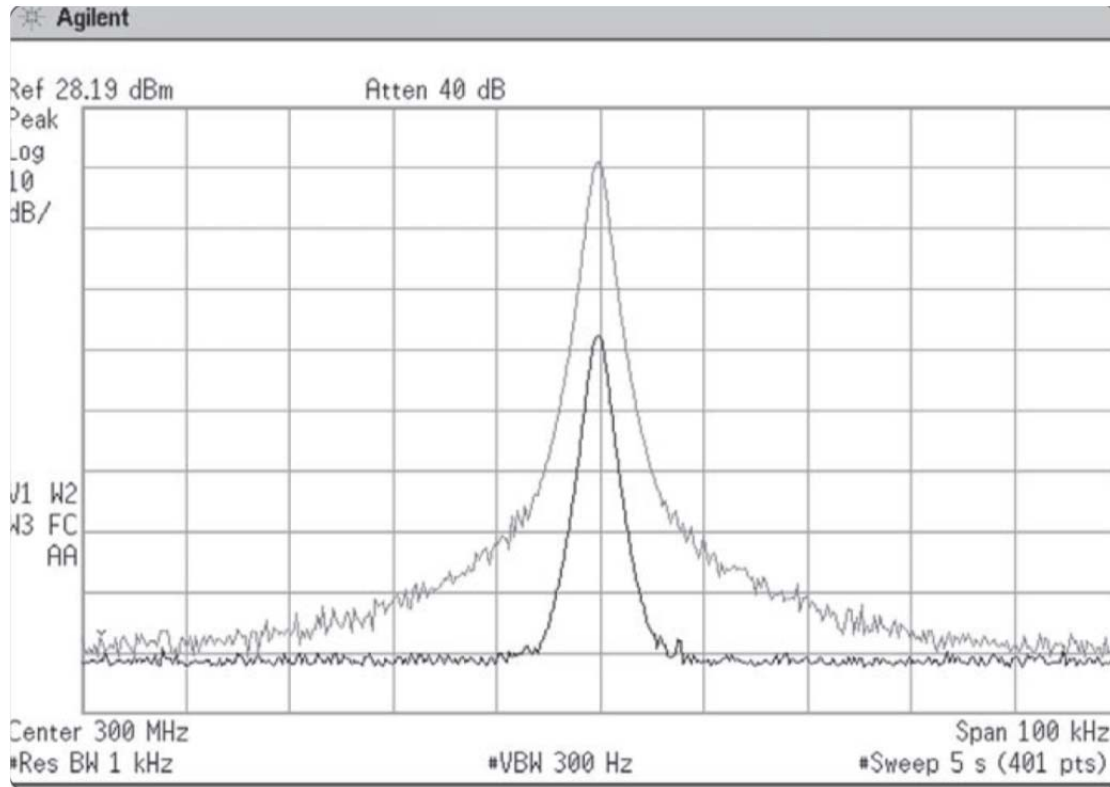
(nota: si identifica l'estructura –tipus- de l'oscil·lador no cal que entri en una anàlisi detallada del circuit que comportaria emprar el model del transistor)



- a) Si $R_b = 15 \text{ K}\Omega$, $R_E = 3 \text{ K}\Omega$, $R_L = 470 \text{ }\Omega$, $C = 82 \text{ pF}$ y $L = 4,7 \text{ }\mu\text{H}$, determine la frecuencia de oscilación en función de la capacidad del diodo varicap, C_v . El condensador C_p es de desacoplo.

- b) Si el varicap es el BB204, cuya capacidad varía con la tensión en inversa según la gráfica del ejercicio anterior, indique el margen de variación de la frecuencia anterior si $V_m (=V_R)$ varía entre 1 y 10 volts.

5.- Dada la siguiente medida efectuada en un analizador de espectro (¿cómo?: práctica de laboratorio)



Mida el ruido de fase (en dBc /Hz) a un offset de:

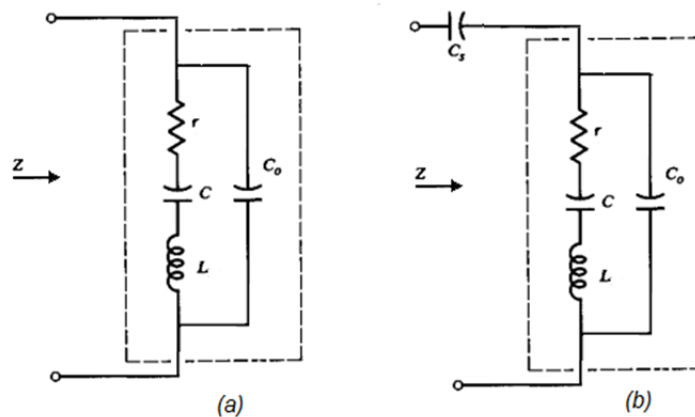
- @ 10 KHz
- @ 20 KHz
- @ 50 KHz

6.- Un oscilador de un emisor GSM presenta un ruido de fase de -74 dBc/200KHz a un offset de frecuencia de 600 KHz.

- a) ¿Cuál será el ruido de fase, para el mismo offset de frecuencia, expresado en dBc/Hz?
- b) La portadora tiene una potencia de 24 dBm. Si a 600 KHz de ella medimos el ruido de fase con un instrumento que tiene un ancho de banda de 100 KHz, ¿qué potencia de ruido medirá?

sol. a) -127 dBc/Hz, b) - 77 dBc/100 KHz , -53 dBm.

7.- Hallar la frecuencia de resonancia serie para el modelo del cristal de cuarzo de la figura a), y repetir el cálculo con el condensador de ajuste C_s (figura b).



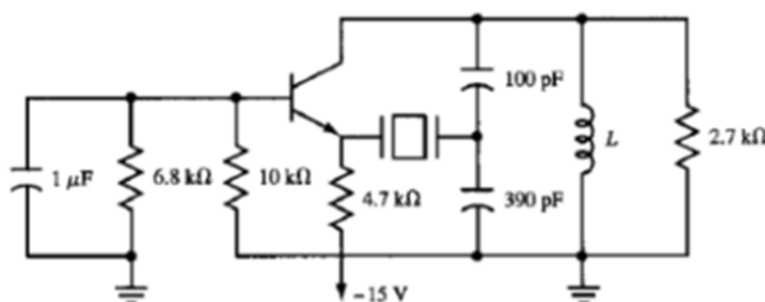
(nota: supóngase $r=0$)

8.- Enumere las ventajas y desventajas comparativas entre los osciladores de Colpitts, Clapp, Pierce, Hartley, RC de desfase, multivibradores RC, de cristal y los acoplados por transformador.

9.- Si un cristal presenta un coeficiente de temperatura de $+15\text{Hz/MHz}/^\circ\text{C}$, y está oscilando a 20 MHz, ¿Cuál será la nueva frecuencia de oscilación si la temperatura aumenta 10°C ? ¿Podría expresar el anterior coeficiente de temperatura como ppm/ $^\circ\text{C}$?

10.- Mencione, aparte de la tolerancia de los componentes y aspectos ambientales como la temperatura o la humedad, al menos tres factores que afecten a la estabilidad en frecuencia de un oscilador.

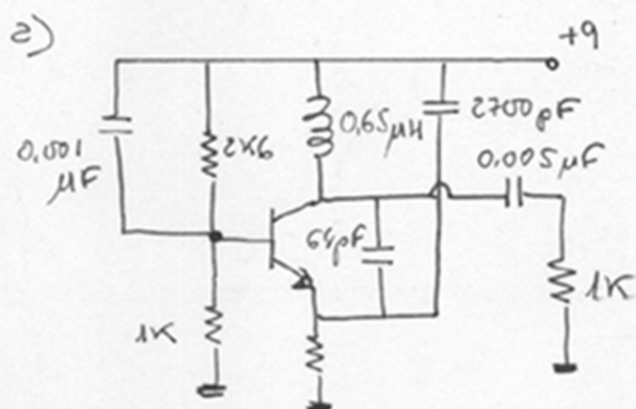
11 (J.Smith) - Donat l'oscil·lador Butler (cristall en ressonància sèrie a la freqüència d'oscil·lació) de la figura, que treballa a 45 MHz, es demana (estimi si hi ha algun condensador de desacoblament):



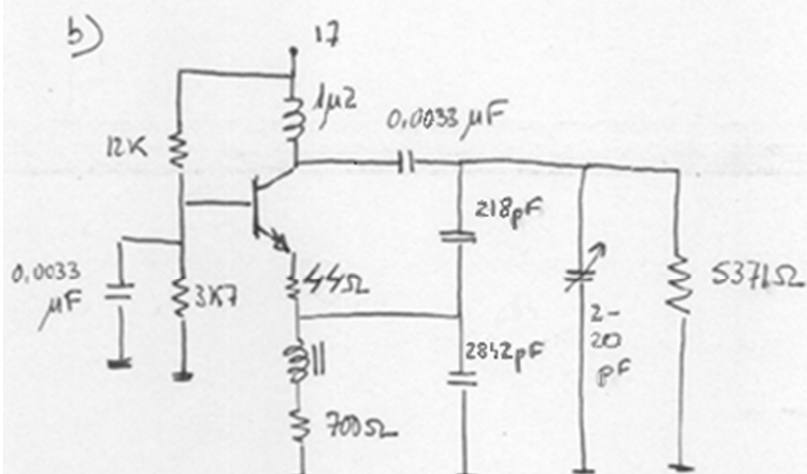
- Quin es el valor de L a la freqüència de 45 MHz?
- On s'hauria de posar un condensador per augmentar la freqüència de ressonància en un 10%?
- Quin seria el valor d'aquest condensador?

Ajut: Quina es la funció del cristall? Es el cristall qui fixa la freqüència o es aquesta qui condiciona el cristall en una estructura de Butler?

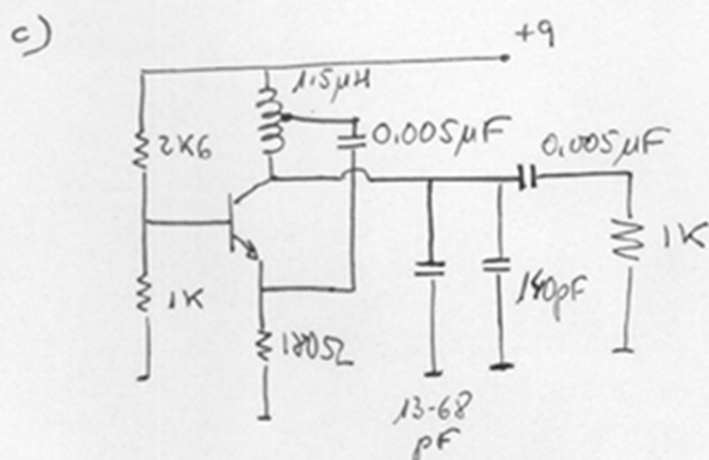
12.- Determine el tipo de oscilador y la frecuencia de oscilación para cada uno de los siguientes circuitos (si hay un trimmer, supóngalo a su mínimo valor):



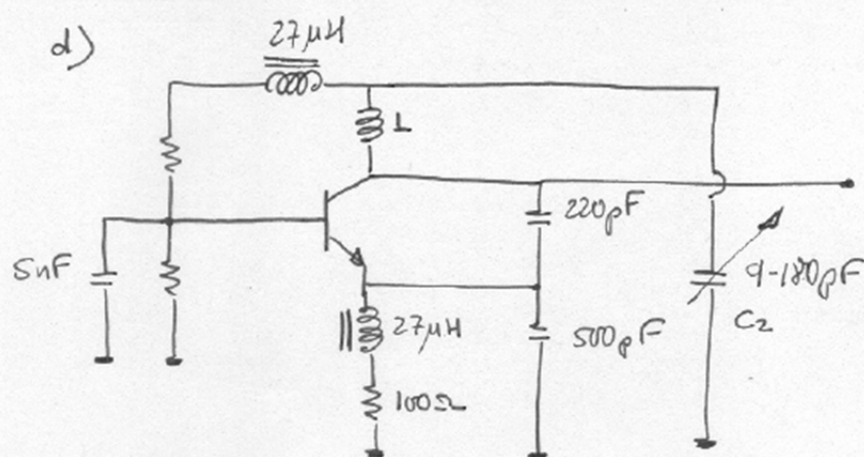
Rta: Colpitts,
 $f_0 \approx 25 \text{ MHz}$.



Rta: Colpitts,
 $f_0 \approx 10 \text{ MHz}$.



Rta: Hartley,
 $f_0 \approx 10 \text{ MHz}$.

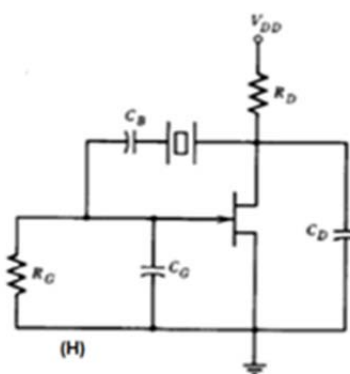
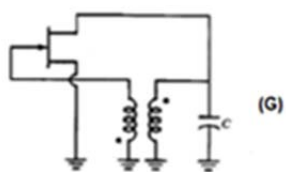
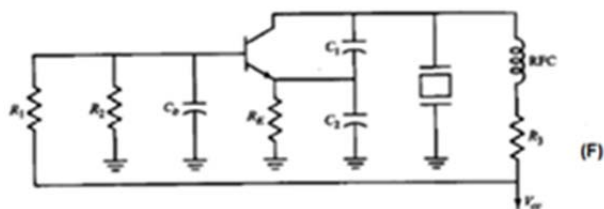
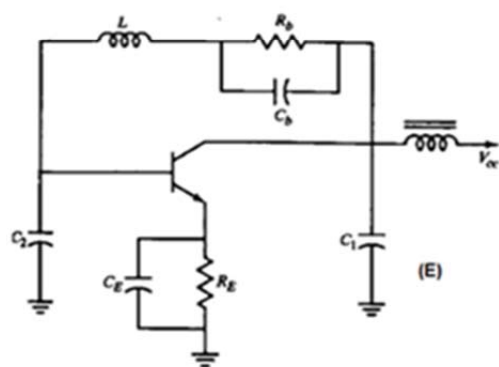
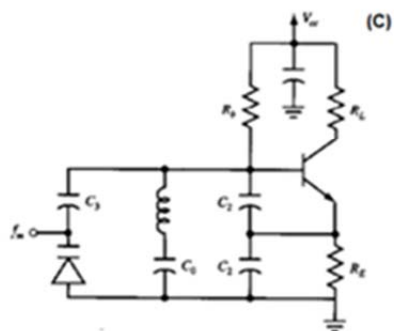
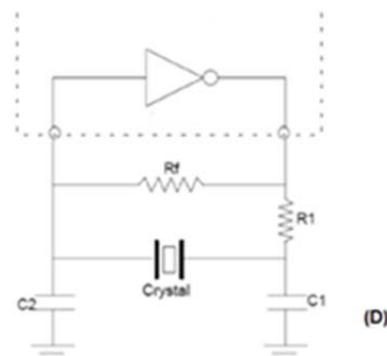
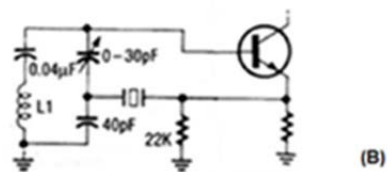
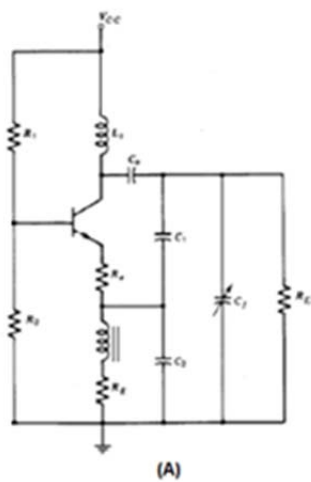


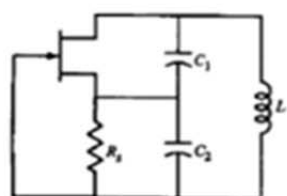
Nota: Clapp,

Obtenir el valor de L perquè $f_0 = 24 \text{ MHz}$
amb C_2 a la posició central, i calcular f_{max}
i f_{min} d'oscil·lació.

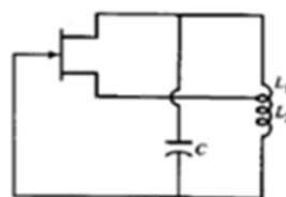
$$(L \approx 0,77 \mu\text{H})$$

13.- Identifique el tipo de cada uno de los siguientes osciladores:

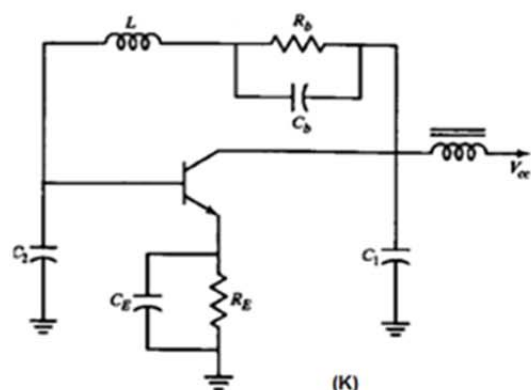




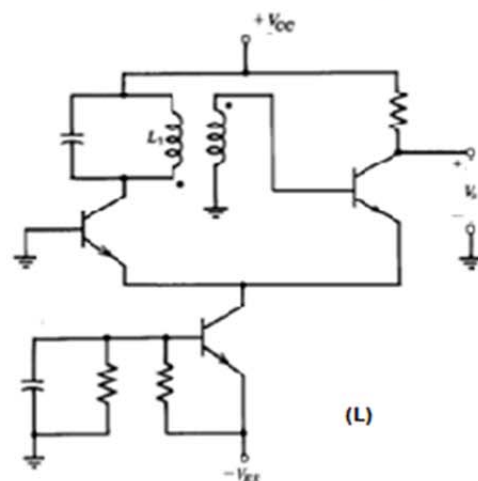
(I)



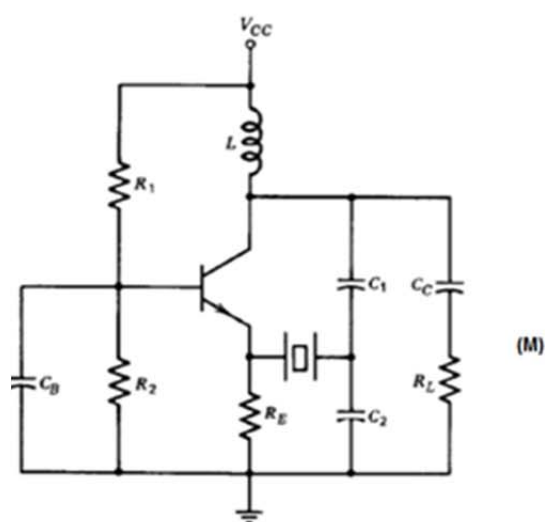
(J)



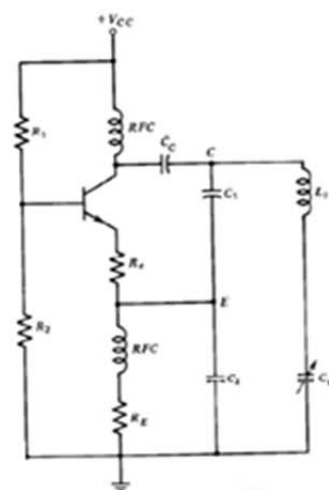
(K)



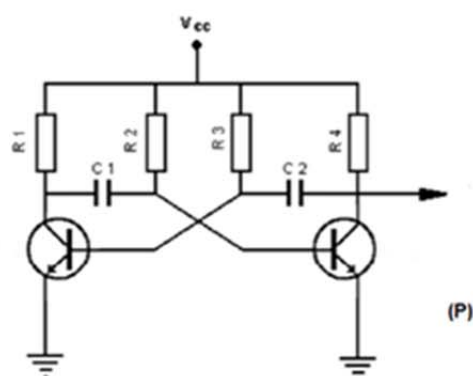
(L)



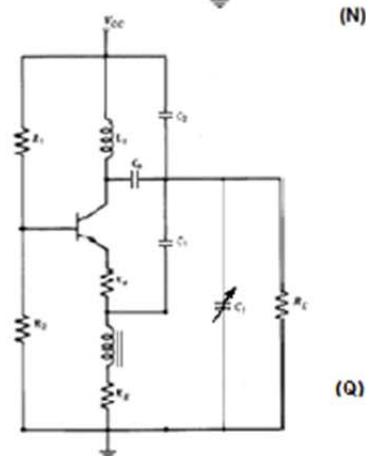
(M)



(N)



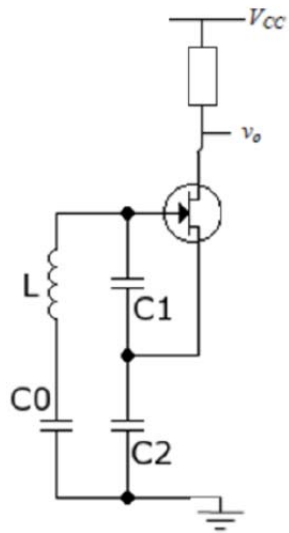
(P)



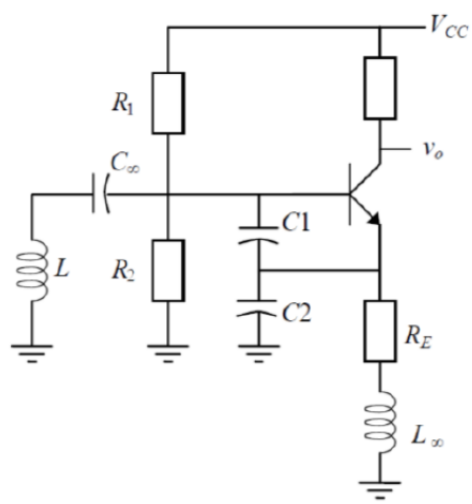
(Q)

14.- Identificar el tipus d'oscil·lador i trobar la freqüència d'oscil·lació:

a)



b)



C: MESCLADORS

1.- Indiqui els avantatges i inconvenients de

- Un mesclador equilibrat (balancejat) respecte a un de simple.
- Un mesclador balancejat simple respecte a un de doble (a díodes).
- Un mesclador actiu respecte a un de passiu. Quin genera més soroll i quin contribueix més a reduir la NF del conjunt receptor?
- Un mesclador construït amb transistors bipolars respecte a un amb FETs (per a una mateixa estructura)

2.- Es disposa de dos mescladors. Un és passiu i té una $NF = 8 \text{ dB}$ ($G = -8 \text{ dB}$), mentre que l'altre és actiu, basat en una cèl·lula de Gilbert, i té $NF = 14 \text{ dB}$ i $G = 0 \text{ dB}$ (més sorollós i més guany). El mesclador s'ha de connectar davant d'un filtre passa banda que presenta una atenuació de 2 dB a la banda de pas, seguit d'un amplificador amb $G = 10 \text{ dB}$ i $NF = 5 \text{ dB}$. Tenint en compte tota la cadena mesclador-filtre-amplificador, quin és preferible per tenir la menor figura de soroll del conjunt, el mesclador actiu o el passiu?

3.- Les gràfiques i taules següents corresponen al mesclador SRA-2000+ de Minicircuits (mesclador a díodes doblement balancejat), que es vol utilitzar per traslladar la banda de 1200 MHz a una FI centrada en 70 MHz . Si el senyal d'entrada de RF és de -50 dBm , es demana:

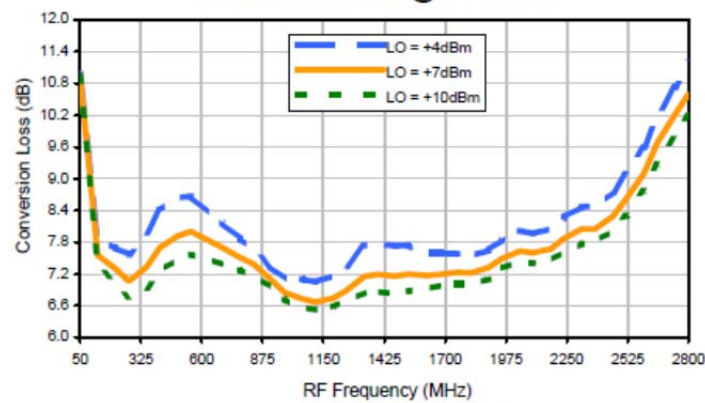
- Trobar les freqüències a que podria treballar el oscil·lador local. Per resoldre els següents apartat, triï la més baixa.
- Trobar la potència del senyal de FI (sortida), considerant que s'ha filtrat la sortida del mesclador i només hi ha el senyal centrat en 70 MHz .
- Trobar el nivell de potència a la freqüència del oscil·lador local que també apareixerà a la sortida de FI (la potència del OL és de 7 dBm).
- Trobar el nivell de potència a la freqüència de RF que també apareixerà a la sortida de FI.
- Si el mesclador (treballant a una temperatura de 290K) es connecta directament a una antena, amb $T_a = 150\text{K}$, i a la seva sortida hi ha un filtre passa banda centrat a 70 MHz i amb una amplada de banda de 2 MHz , trobar la potència de soroll a la sortida del filtre. (atenuació el filtre a la banda de pas: $1,5 \text{ dB}$).

DADES:

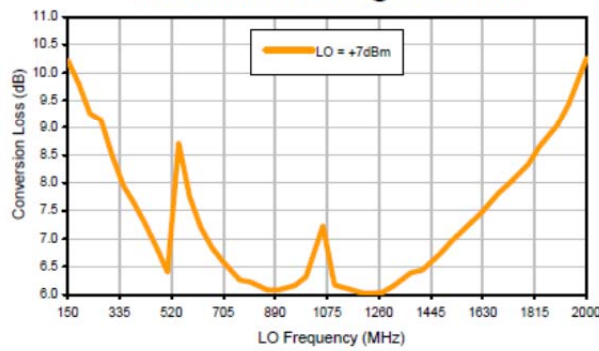
[http://www.minicircuits.com/pages/s-params/SRA-2000+ GRAPHHS.pdf](http://www.minicircuits.com/pages/s-params/SRA-2000+_GRAPHHS.pdf)

<http://www.minicircuits.com/pdfs/SRA-2000+.pdf>

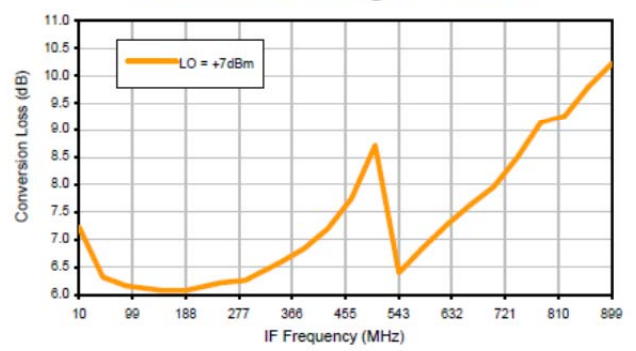
Conversion Loss @ IF=30MHz



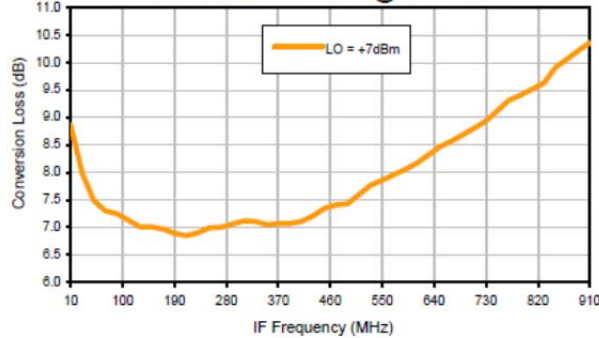
Conversion Loss vs. LO @ RF=1050MHz



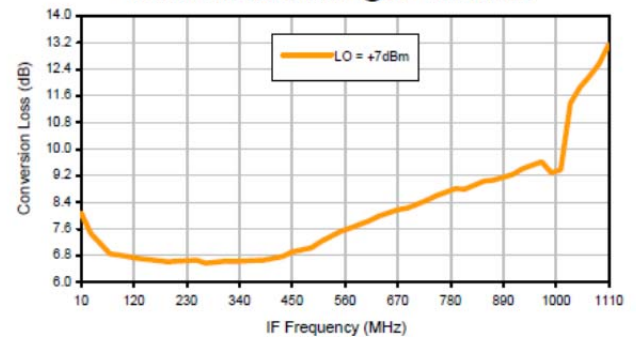
Conversion Loss vs. IF @ RF=1050MHz



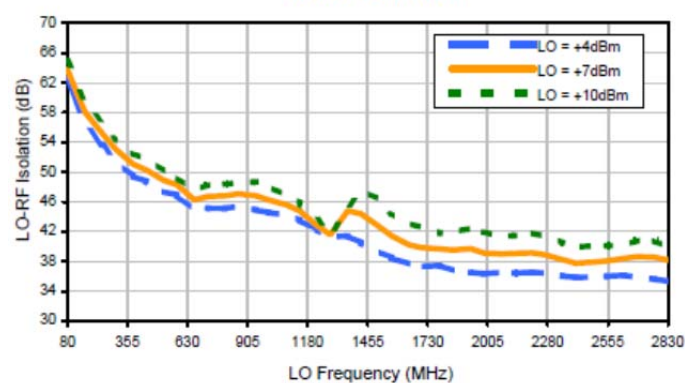
Conversion Loss vs. IF @ RF=90MHz

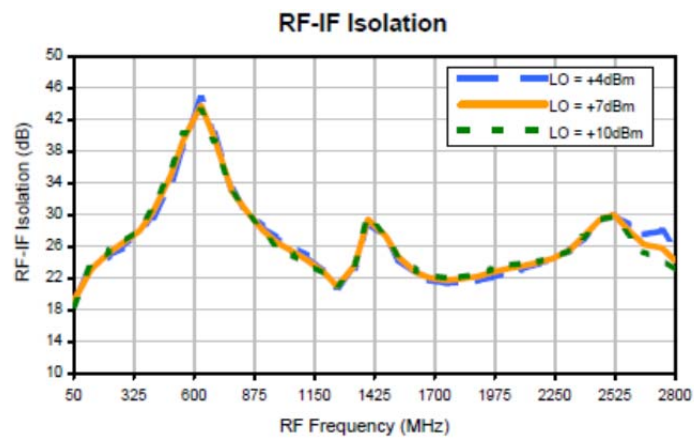
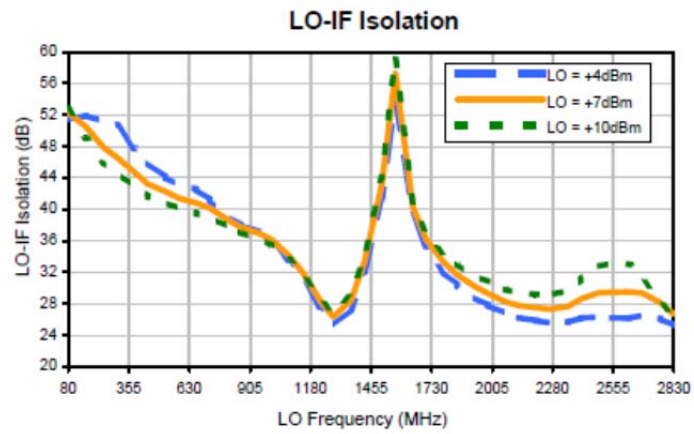


Conversion Loss vs. IF @ RF=2010.1MHz



LO-RF Isolation



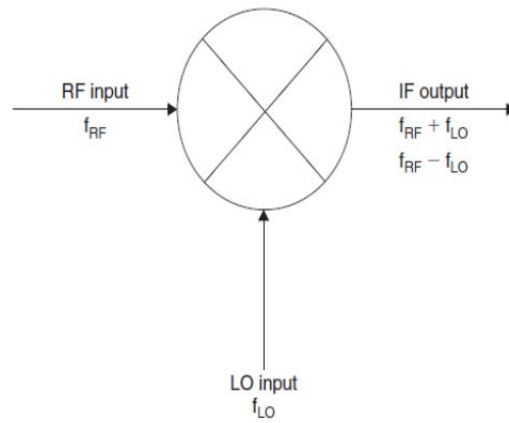


Electrical Specifications

FREQUENCY (MHz)		CONVERSION LOSS (dB)				LO-RF ISOLATION (dB)		LO-IF ISOLATION (dB)	
LO/RF f_L - f_U	IF	Mid-Band m		Total Range Max.	Max.	Typ.	Min.	Typ.	Min.
		\bar{X}	σ						
100-2000	DC-600	8.60	.15	9.5	9.5	37	20	30	20

1 dB COMP: +1 dBm typ.
m= mid band [$2f_L$ to $f_U/2$]

- 4.- El mesclador de la figura és no lineal i es generen a la sortida de FI termes d'intermodulació del tipus: $|m \cdot f_{RF} + n \cdot f_{OL}|$



El senyal de RF està format per la suma del senyal desitjat, x_{RF1} , més un senyal addicional x_{RF2} , de manera que $x_{RF} = x_{RF1} + x_{RF2}$

Es demana calcular la possible contribució de x_{RF2} a FI deguda al terme d'intermodulació que s'indica en cada cas (m,n), quan la freqüència de x_{RF2} és:

- a) $f_{RF2} = \frac{f_{RF}}{2}$, $m=2$, $n=-1$
- b) $f_{RF2} = \frac{f_{IM}}{2}$, $m=-2$, $n=1$, f_{IM} = freqüència imatge (suposi $f_{LO} < f_{RF}$)
- c) $f_{RF2} = f_{RF} + f_{OL}$, $m=1$, $n=-2$
- d) $f_{RF2} = f_{RF} - \frac{f_{FI}}{2}$, $m=2$, $n=-2$

5.- S'utilitza el mesclador TFM-2400+ per a convertir un senyal de 1950MHz a una FI de 30 MHz, emprant la freqüència de l'oscil·lador local (OL) més baixa entre les possibles. La potència del OL és de 7 dBm. Es demana:

- a) La màxima potència del senyal de RF perquè el mesclador no entri en compressió.
- b) Si la potència del senyal de RF és de -4 dBm, quina serà la potència de sortida al port de FI (sense considerar acoblaments OL-FI ni RF-FI)?
- c) Pel mateix nivell del senyal d'entrada (RF), trobi la relació entre la potència del senyal i la d'intermodulació (de tercer ordre). – *nota: haurà de fer servir una equació ja estudiada, per la qual li faltarà una dada que pot trobar al catàleg del mesclador.*
- d) Quin serà el nivell, en dBm, del terme a al sortida de FI degut a la mescla entre un segon harmònic del senyal de RF i un tercer harmònic del OL?
- e) Si s'utilitza el dispositiu com a mesclador sub-harmònic per traslladar el senyal a una freqüència: $f_{IF} = f_{RF} + 2 f_{OL}$, i amb les potències dels senyals de RF i del OL anteriors, trobar el nivell de la sortida quan l'entrada és de freqüència f_{RF} (suposi que les sortides degudes a intermodulacions amb harmònics superiors dels senyals de RF i/o del OL han estat filtrades).

Nota: Si, $f_{IF} = m f_{RF} + n f_{OL}$, amb m i n igual a 0, ± 1 , ± 2 , etc, el valor $m=n=1$, correspon a la sortida normal del mesclador, $m=1$ i $n=2$ a un mescla subharmònica, $m=2$ i $n=2$ a un espuri indesitjat, etc. Els valors $m=0$ i $n=1$ son les pèrdues OL-IF, mentre que els de $m=1$, $n=0$ son les pèrdues RF-IF.

Frequency Mixer

TFM-2400+

Typical Performance Data

RF (IN) (MHz)	LO (MHz)	CONVERSION LOSS IF FIXED @IF(OUT)=30MHz (dB)			RF (IN) (MHz)	LO (MHz)	IP3 INPUT (dBm)			RF (IN) (MHz)	LO (MHz)	COMPRESSION @RF IN=+1dBm (dB)		
		@LO (dBm)					@LO (dBm)					@LO (dBm)		
		+4	+7	+10			+4	+7	+10			+4	+7	+10
150.0	180.0	15.25	10.20	8.07	150.0	180.0	-0.71	6.23	14.97	150.0	180.0	-2.57	-0.22	0.21
250.0	280.0	8.12	6.56	6.01	250.0	280.0	7.14	10.76	17.46	250.0	280.0	1.44	1.18	0.84
350.0	380.0	6.48	5.75	5.39	350.0	380.0	7.75	12.48	18.22	350.0	380.0	2.03	1.53	1.22
450.0	480.0	5.98	5.40	5.09	450.0	480.0	10.26	17.52	16.66	450.0	480.0	2.30	1.84	1.56
550.0	580.0	5.91	5.41	5.10	550.0	580.0	12.17	17.02	14.84	550.0	580.0	2.33	1.93	1.65
650.0	680.0	5.87	5.38	5.09	650.0	680.0	13.35	18.80	14.68	650.0	680.0	2.38	2.01	1.72
750.0	780.0	6.09	5.55	5.24	750.0	780.0	15.70	21.22	17.84	750.0	780.0	2.35	2.06	1.79
850.0	880.0	6.80	6.11	5.66	850.0	880.0	11.29	14.30	15.14	850.0	880.0	1.97	1.81	1.67
970.0	1000.0	7.01	6.47	6.08	970.0	1000.0	8.31	9.43	10.50	970.0	1000.0	1.79	1.58	1.42
1070.0	1100.0	6.90	6.47	6.15	1070.0	1100.0	7.94	8.56	9.44	1070.0	1100.0	1.85	1.56	1.35
1190.0	1220.0	6.67	6.28	6.04	1190.0	1220.0	8.80	9.65	10.17	1190.0	1220.0	1.67	1.40	1.17
1290.0	1320.0	6.58	6.22	5.99	1290.0	1320.0	8.61	9.75	10.87	1290.0	1320.0	1.50	1.24	1.05
1410.0	1440.0	6.44	6.13	5.94	1410.0	1440.0	9.73	9.93	10.72	1410.0	1440.0	1.21	0.92	0.75
1510.0	1540.0	6.19	5.90	5.76	1510.0	1540.0	11.02	11.76	11.60	1510.0	1540.0	1.04	0.71	0.53
1630.0	1660.0	6.16	5.76	5.57	1630.0	1660.0	13.46	15.82	16.94	1630.0	1660.0	1.36	0.97	0.72
1730.0	1760.0	7.19	6.52	6.15	1730.0	1760.0	17.39	19.15	17.45	1730.0	1760.0	1.34	1.15	0.98
1850.0	1880.0	7.19	6.50	6.14	1850.0	1880.0	8.62	10.10	11.13	1850.0	1880.0	1.34	1.18	1.00
1950.0	1980.0	6.99	6.27	5.94	1950.0	1980.0	7.59	9.05	10.55	1950.0	1980.0	1.37	1.24	1.06
2070.0	2100.0	6.81	6.18	5.82	2070.0	2100.0	7.36	8.40	9.86	2070.0	2100.0	1.33	1.15	0.99
2170.0	2200.0	6.59	6.05	5.72	2170.0	2200.0	7.23	8.03	9.21	2170.0	2200.0	1.40	1.15	0.98
2290.0	2320.0	6.30	5.82	5.53	2290.0	2320.0	6.98	7.68	8.75	2290.0	2320.0	1.61	1.33	1.13
2390.0	2420.0	6.21	5.78	5.50	2390.0	2420.0	6.80	7.22	8.05	2390.0	2420.0	1.68	1.36	1.13

RF HARMONICS ORDER	(-dBm)		(-dBc)										
	0	-	-	+2	32	25	55	40	61	47	59	67	74
	1	-	23	+0	49	23	45	42	55	52	51	50	73
	2	65	>80	46	56	44	68	54	71	54	61	59	60
	3	>90	72	52	49	41	66	54	64	64	75	65	62
	4	>90	>80	77	>80	58	75	60	79	75	79	70	71
	5	>90	>80	>80	>80	>80	75	75	74	>80	>80	>80	>80
	6	>90	>80	>80	>80	>80	>80	73	>80	75	>80	>80	>80
	7	>90	>80	>80	>80	>80	>80	>80	>80	>80	>80	>80	>80
	8	>90	>80	>80	>80	>80	>80	>80	>80	78	>80	>80	>80
	9	>90	>80	>80	>80	>80	>80	>80	>80	>80	>80	>80	>80
	10	>90	>80	>80	>80	>80	>80	>80	>80	>80	>80	>80	>80
RF CAL		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	

LO HARMONICS ORDER

Test conditions:
 RF IN: 1575 MHz; -4.00 dBm.
 LO IN: 1605 MHz; +7.00 dBm
 IF OUT: 30 MHz; -10.26 dBm

- Notes: 1. All Harmonics are in (dBc) relative to IF OUTPUT.
 2. + entry denotes harmonics are in (dBc) above IF OUTPUT.
 3. RF Cal represent the Harmonics level of the RF input signal to the mixer.

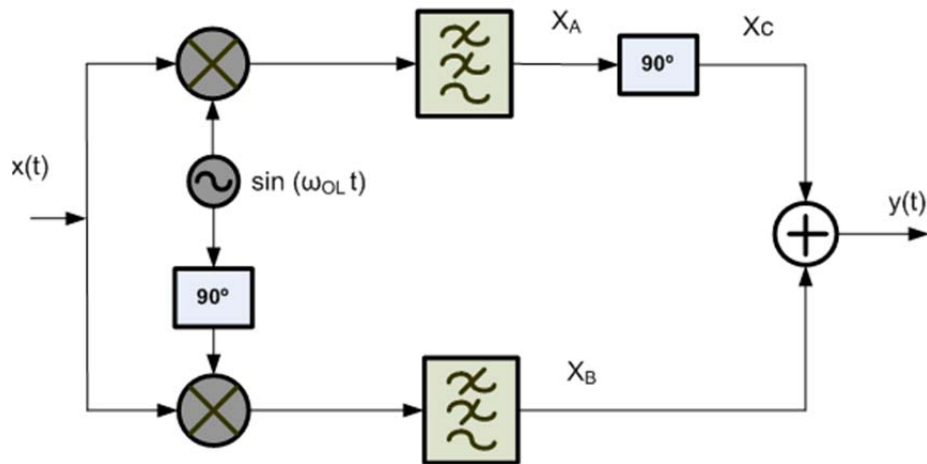


REV. X3
 TFM-2400+
 101011
 Page 5 of 5

6.- La figura mostra un mesclador de Hartley, que s'utilitza per a eliminar la freqüència imatge, f_{IM} .

Si $x(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) + V_{IMA} \cos(\omega_{IM} t) = V_{RF} [\cos(\omega_{OL} - \omega_{IF}) t] + V_{IMA} [\cos(\omega_{OL} + \omega_{IF}) t]$
 (V_{IMA} = entrada a la freqüència imatge), demostrar que:

$$y(t) = -V_{RF} \cos[(\omega_{IF}) t]$$



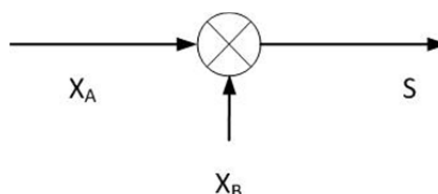
Fórmules trigonomètriques d'interès:

$$\begin{aligned} \sin(\alpha - \pi/2) &= -\cos \alpha \\ \cos(\alpha - \pi/2) &= \sin \alpha \end{aligned}$$

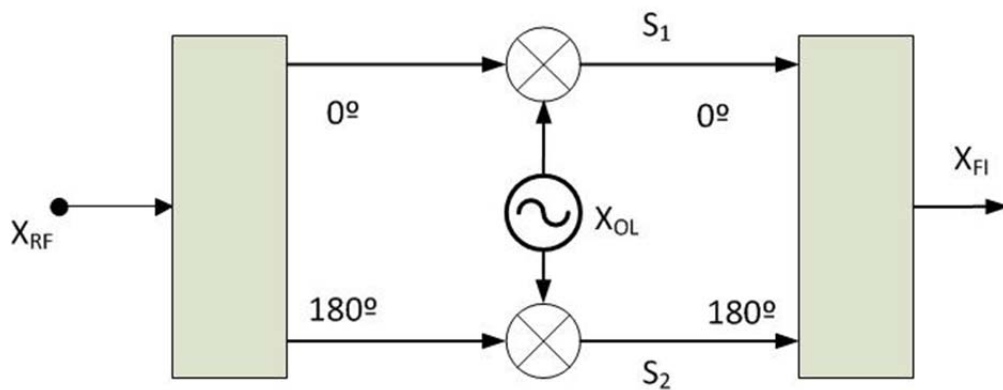
$$\begin{aligned} \sin \alpha \sin \beta &= \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)] \\ \sin \alpha \cos \beta &= \frac{1}{2} [\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta)] \\ \cos \alpha \cos \beta &= \frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)] \end{aligned}$$

7.- Repetir l'exercici anterior dibuixant els espectres a la sortida de cada bloc (recordi l'espectre del sinus, del cosinus i del desfasador de 90°, o desfasador de Hilbert).

8.- L'esquema de la figura correspon a una estructura genèrica d'un mesclador balancejat. Per simplicitat de càlcul, suposarem que cada mesclador simple funciona en mode continuu, com a no-linealitat estàtica que aproximarem fins a tercer ordre, de manera que



$$S = (X_A + X_B) + (X_A + X_B)^2 + (X_A + X_B)^3$$



El primer divisor (splitter) divideix el senyal d'entrada en dos components, una del mateix signe (X_{RF}) i una de signe invertit ($-X_{RF}$). El segon, que actua com a combinador de potències, treu un senyal (X_{FI}) que és la resta de les dues entrades S_1 i S_2 .

Obtenir les expressions de S_1 i de S_2 , i a partir d'elles comprovar que a X_{FI} no apareix el senyal X_{OL} ni harmònics parells de X_{RF} ni de X_{OL} (aquest es el mèrit de l'estructura balancejada).

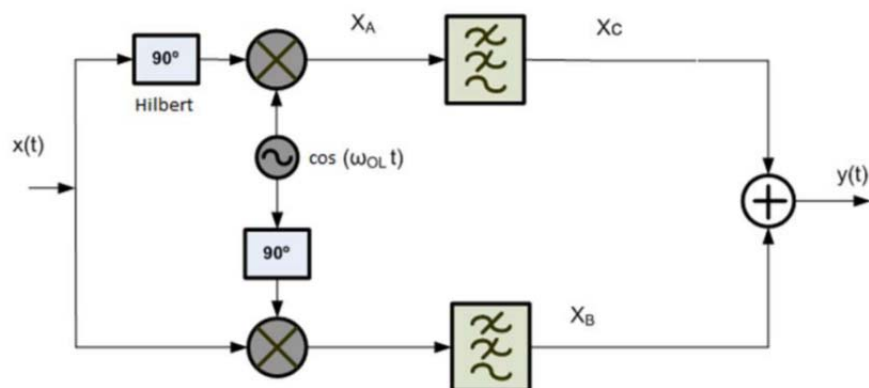
Observi que juntament amb el terme desitjat de mescla ($X_{RF} \cdot X_{OL}$), sortiran també termes X_{RF} i harmònics de tercer ordre (tots dos fàcilment filtrables a la sortida de FI), i intermodulacions de tercer ordre.

9.- Las dos figures següents mostren possibles estructures de mescladors i es vol estudiar si valen per eliminar la freqüència imatge, f_{IM} . Si

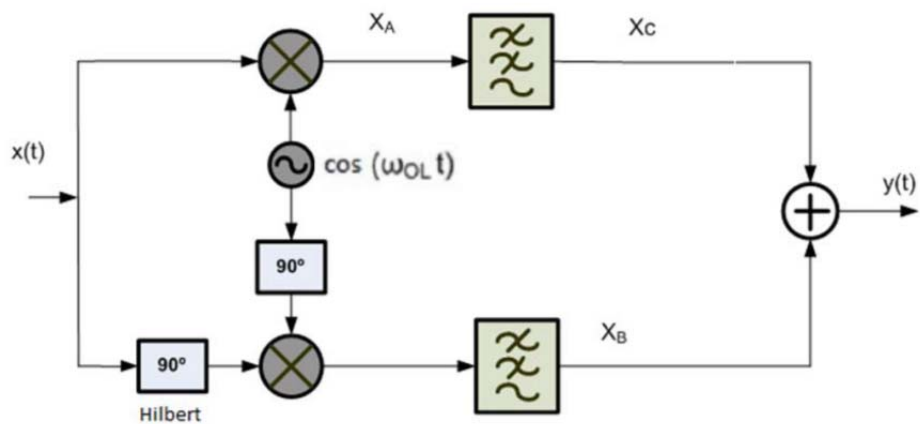
$$x(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) + V_{IMA} \cos(\omega_{IM} t) = V_{RF} [\cos(\omega_{OL} - \omega_{IF}) t] + V_{IMA} [\cos(\omega_{OL} + \omega_{IF}) t] \quad (V_{IMA} = \text{entrada a la freqüència imatge}).$$

dibuixar els espectres de $X(\omega)$, $X_a(\omega)$, $X_b(\omega)$, $X_c(\omega)$, $Y(\omega)$.

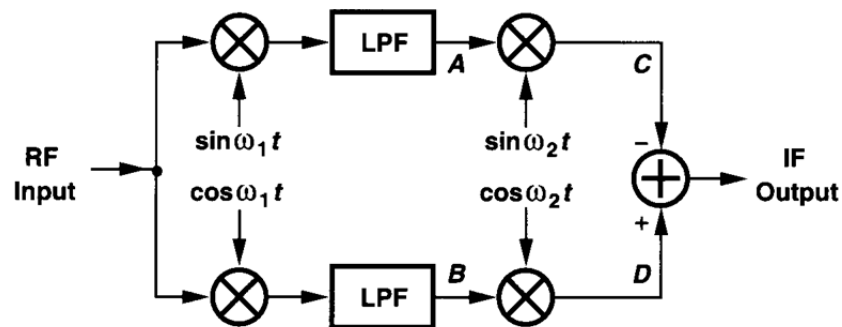
a)



b)



10.- L'esquema de la figura correspon a un mesclador de Weaver, que és una estructura que, com la de Hartley, elimina la freqüència imatge. La diferencia és que la de Weaver elimina el desfasador de Hilbert a canvi d'un segon mesclador.



Comprovi els següents espectres (només es representa la resposta al voltant de la banda base):

