

4 Oscil·ladors de radiofreqüència

4.1 Objectiu

En aquest capítol es tracten els aspectes relatius al disseny i la caracterització d'oscil·ladors de RF. S'introdueixen els conceptes de puresa espectral i d'estabilitat de freqüència, com també l'aplicació de l'efecte piezoelèctric dels cristalls de quars en el disseny d'oscil·ladors d'alta estabilitat. Igualment es tracta el control electrònic de freqüència d'oscil·ladors (VCO), basat en la utilització en el disseny de les propietats del díode varactor i la seva aplicació com a modulador de freqüència. Les experiències de laboratori consistiran en el disseny i l'ajust de diferents tipus d'oscil·ladors de LF i UHF fent ús de diversos mètodes i tecnologies, com també la seva caracterització amb l'analitzador d'espectre.

4.2 Caracterització d'oscil·ladors

Els paràmetres bàsics que caracteritzen una determinada font de senyal o oscil·lador fan referència a les seves dues variables d'interès: l'amplitud i la freqüència. Un oscil·lador ideal és un dispositiu que proporciona un senyal de la forma

$$x(t) = A \cos(\omega_o t) \quad (4.1)$$

amb amplitud i freqüència constants i que, per tant, el seu espectre correspon a dues deltes situades a $(-f_o)$ i $(+f_o)$. En un oscil·lador real no podem esperar un comportament idèntic a l'anterior, però sí un de similar amb lleugeres diferències.

Un circuit ressonant ideal de tipus LC paral·lel presenta una resposta natural de tipus sinusoidal pur,

de freqüència determinada per la relació $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$: això vol dir que aquest circuit, un cop excitat,

entraria en oscil·lació permanent i d'amplitud constant. En un circuit real, les pèrdues introduïdes per la resistència de la bobina fan que això no sigui així, i que l'oscil·lació s'esmoreeixi amb el temps; així doncs, per poder construir un oscil·lador serà necessari cancel·lar d'alguna forma aquesta resistència de pèrdues de la bobina, és a dir, restituir la potència que es dissipa en aquesta resistència; la manera de fer-ho és utilitzant un dispositiu actiu.

De forma general, podem considerar un oscil·lador real com un subsistema realimentat, amb un dispositiu actiu —normalment un transistor— més un circuit ressonant que es pot modelar com un

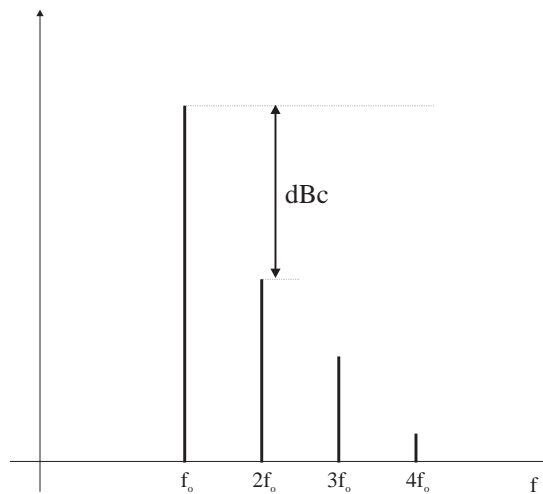


Fig. 4.1 Mesura de la potència dels harmònics respecte al fonamental.

circuit LC paral·lel amb pèrdues, al qual s'ha afegit una resistència negativa —dispositiu actiu— que les compensa. Tot i així, l'oscil·lador opera de forma no lineal i, a causa d'aquesta peculiaritat, l'oscil·lador no ens generarà només un to pur a la freqüència fonamental, sinó que a més tindrem un seguit d'harmònics d'amplituds decreixents. Per poder especificar la seva idealitat en termes d'amplitud, s'ha de mesurar el nivell de potència dels seus harmònics respecte al fonamental, magnitud que s'expressarà en dBc (*dB to carrier*), tal com s'indica a la figura 4.1.

Quan l'interès està a trobar l'efecte global de tots els harmònics, parlem del concepte de *distorsió harmònica total (THD)*, magnitud que s'expressa en percentatge (%) i que es defineix de la manera següent:

$$TDH(\%) = 100 \frac{\sqrt{(A_2)^2 + (A_3)^2 + (A_4)^2 + \dots + (A_n)^2}}{A_1} \quad (4.3)$$

on A_1 és l'amplitud en volts del fonamental, A_2 és l'amplitud en volts del primer harmònic i A_n ho és del n harmònic.

S'ha de tenir en compte que aquestes mesures corresponen a valors de tensió i, per tant, són magnituds lineals. Això vol dir que si fem la mesura dels harmònics a partir de l'analitzador d'espectre obtindrem valors de potència en escala logarítmica (dBm) i, per tant, serà necessari convertir-los a lineal (W). Així la distorsió harmònica també la podem expressar en funció de les potències en W P_1, P_2, P_3, P_n , del fonamental i dels seus harmònics, de la forma

$$TDH(\%) = 100 \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + P_4 + \dots + P_N}{P_1}} \quad (4.4)$$

Com més petit sigui el valor de la distorsió harmònica, millor serà la qualitat de l'oscil·lador. Finalment, només cal dir que la mesura de la distorsió harmònica no és exclusiva dels oscil·ladors, sinó que és aplicable a qualsevol altre sistema, com ara un amplificador. La distorsió harmònica d'un amplificador seria una avaluació de l'increment de potència dels harmònics del senyal d'entrada introduït per l'amplificador.

4.2.1 Puresa espectral

Encara que els aspectes anteriors de distorsió harmònica lligats amb el *soroll d'amplitud* són importants per definir la qualitat d'un oscil·lador, sens dubte tenen molt més interès tots els relacionats amb el *soroll de fase*. Les perturbacions que experimenti la fase del senyal proporcionat per un oscil·lador són les que ens permetran definir-ne l'estabilitat i molt especialment la qualitat de l'espectre que generen.

La puresa espectral d'un oscil·lador és una indicació de la seva qualitat, o també podem dir que és una mesura del seu grau d'idealitat. Si l'espectre d'un oscil·lador ideal és $\delta(f-f_0)$, llavors la puresa espectral d'un oscil·lador real serà una indicació de com el seu espectre s'aproxima al de la delta ideal.

Per quantificar aquest concepte de puresa espectral es fa servir la mesura del *soroll de fase*, que s'anomena soroll per analogia amb el soroll tèrmic, però s'hi afegeix el qualificatiu *de fase* pel fet que

actua sobre la fase (o freqüència) d'un senyal sinusoidal; així el soroll de fase correspon a la mesura de les inestabilitats a curt termini de la freqüència de l'oscil·lador i que, igual que el soroll tèrmic, és un variable aleatòria, amb un tractament estadístic diferent del gaussià, que li és propi. La mesura de soroll de fase correspon al paràmetre $\mathcal{L}(f)$, que s'especifica com (Fig. 4.2):

$\mathcal{L}(f)$: *el quocient entre la potència de soroll d'una banda lateral mesurada en una amplada de banda d'1 Hz i situada en un offset de freqüència f des de la portadora, respecte a la potència de la portadora*

$$\mathcal{L}(f) = \frac{P_N|_{Bw=1Hz}}{P_c} \quad (\text{dBc}) \quad (4.5)$$

relació que, expressada en forma logarítmica en dBc (dB to carrier), correspon a la diferència de potències en dBm entre la potència de la portadora i la potència de soroll de la banda lateral.

Fer la mesura d'aquest paràmetre és força complex sobretot quan es vol fer en *offsets* molt petits ($f < 1$ kHz) i, per tant, molt a prop de la portadora.

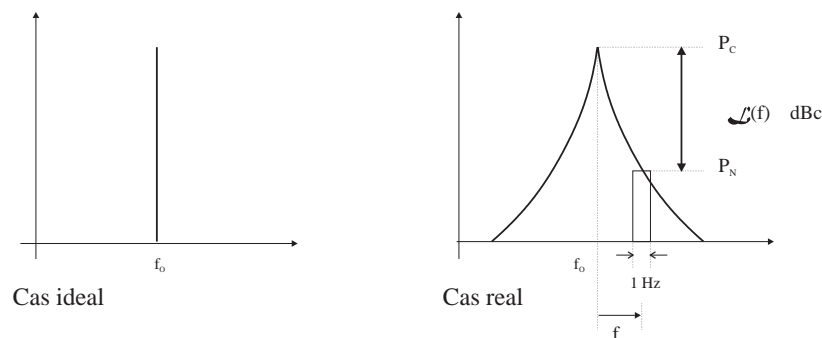


Fig. 4.2 Soroll de fase d'un oscil·lador: definicions.

És necessari disposar d'un oscil·lador de referència de molta estabilitat i de menor soroll de fase que el de prova, i de freqüència propera; mitjançant un sistema PLL (*phase locked loop*) se sincronitza en freqüència i fase l'oscil·lador de referència amb el de prova, connectant les seves sortides a un detector de fase (un mesclador), de forma que a la seva sortida s'obté un senyal proporcional a la fase de l'oscil·lador de prova; aquest senyal es pot portar a un analitzador d'espectre de BF (0,001 Hz -

100 kHz) i s'obté directament el valor de $\mathcal{L}(f)$. A la figura 4.3 se'n presenta de forma simplificada l'esquema de mesura.

Per a *offsets* més grans, aquesta mesura es pot fer de forma aproximada utilitzant l'analitzador d'espectres. Aquest sistema és el que utilitzarem en el laboratori per mesurar i comparar la puresa

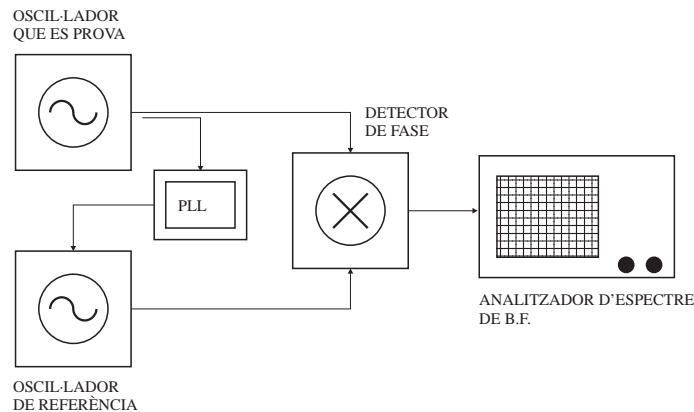


Fig. 4.3 Esquema simplificat d'un sistema de mesura de soroll de fase.

espectral de diversos oscil·ladors. La limitació que presenta aquest sistema la imposa el soroll de fase de l'oscil·lador local de l'analitzador; per tant, les mesures només són correctes si el soroll de l'oscil·lador que es prova és pitjor que el de l'analitzador.

4.2.2 Estabilitat de freqüència

El concepte d'estabilitat de freqüència fa referència a les derives de llarg termini que experimenta la freqüència d'un oscil·lador real. Aquestes derives poden tenir dependència amb la temperatura, amb l'envelliment dels components electrònics de l'oscil·ladors amb les fluctuacions de la tensió d'alimentació i amb d'altres factors similars.

Per exemple, podríem pensar en un oscil·lador que s'utilitzi en una emissora portàtil de ràdio i que, per tant, pot estar sotmesa a variacions de temperatura que poden anar dels $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ als $+40\text{ }^{\circ}\text{C}$; l'estabilitat en freqüència ens indica com varia la seva freqüència en funció de la temperatura. Finalment podem pensar en el cas d'un receptor de TV sintonitzat en un canal determinat; si l'oscil·lador del receptor no fos prou estable, la sintonia es perdria repetidament i seria necessari resintonitzar de nou l'aparell.

Les mesures d'estabilitat es realitzen mitjançant freqüencímetres o comptadors, o bé també utilitzant com a patró el propi analitzador d'espectres. Cal dir que l'estabilitat en freqüència de l'oscil·lador de l'aparell de mesura sempre ha de ser millor que la del dispositiu que volem mesurar o, si no, la mesura és errònia.

L'estabilitat s'especifica en *ppm* (parts per milió) de variació respecte a la freqüència nominal d'oscil·lació, en funció del paràmetre de què es tracti: marge de temperatures, períodes de temps, (hores, mesos, etc.), o també qualsevol combinació d'ells.

A mode resum, tenim:

Soroll de fase	==>	"qualitat" de l'oscil·lació.
Estabilitat de freqüència	==>	"quietud" de l'oscil·lació.

4.3 Disseny d'oscil·ladors en VHF-UHF

Un oscil·lador es pot modelar com un amplificador realimentat positivament, com a amplificador es pot utilitzar un transistor en qualsevol de les seves configuracions típiques i com a circuit de realimentació s'utilitza un circuit passiu i reactiu que té la funció de provocar a la freqüència d'oscil·lació un desfasament de 0° o 180° segons sigui el guany de l'amplificador (positiu o negatiu, respectivament); es tracta, en definitiva, d'aconseguir que a la freqüència d'oscil·lació una mostra de la sortida de l'amplificador es connecti a la seva entrada sumant-s'hi en fase, de forma que augmenti l'amplitud del senyal de sortida.

Una anàlisi detallada d'un oscil·lador es troba al capítol 7 de [SMITH-89], al qual em remeto; en el mateix capítol es descriuen les configuracions típiques d'oscil·ladors de RF: *Colpitts*, *Pierce*, *Clapp*, *Hartley*, etc.

La configuració d'oscil·lador que s'utilitzarà en el laboratori és la de Colpitts, que s'indica a la figura 4.4. El condensador C3, que s'inclou després de la bobina que forma el circuit ressonant, té la funció d'evitar que es curtcircuiti la tensió de base del transistor necessària per a la seva polarització. Si el valor d'aquest condensador és suficientment gran davant la reactància de la bobina, fent una anàlisi en alterna es pot substituir per un curtcircuit. Ara bé, en el cas que aquest condensador sigui de valor petit, llavors la configuració d'oscil·lador deixa de ser Colpitts i passa a ser de tipus Clapp, i el condensador C3 pot fer d'ajust fi de sintonia.

Analitzant el circuit s'observa que les resistències R1 i R2 polaritzen la base del transistor, i la resistència R3 limita el seu corrent d'emissor, i d'aquesta manera es fixa el punt de treball del transistor. La funció del condensador C4 és desacoblar en contínua la sortida de l'oscil·lador, i la del xoc L2 (bobina d'alta inductància) bloquejar el pas del senyal de radiofreqüència cap al circuit de polarització; finalment, els condensadors C5 i C6 s'encarreguen de filtrar la tensió de polarització.

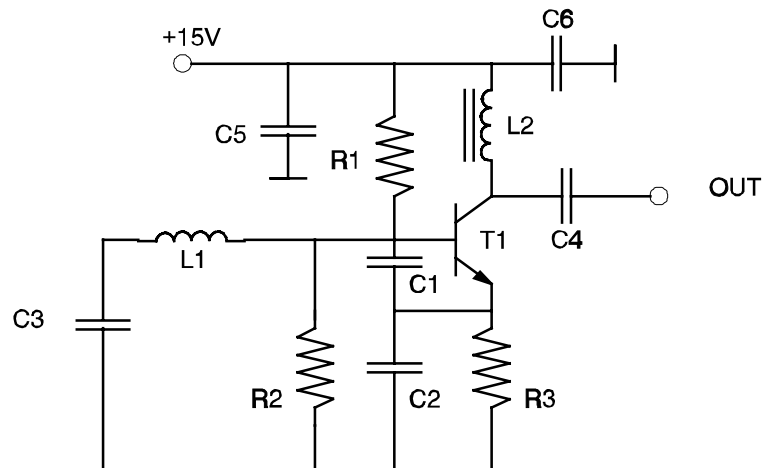


Fig. 4.4 T1=BF495, R1=15 K, R2=10 K, R3=4K7, L2=820 μ H,
C4=100 nF, C5=100 μ F/25 V, C6=100 nF.

Si s'analitza el circuit, s'arriba a l'expressió següent per a la freqüència d'oscil·lació per al cas Colpitts ($C3 \gg$),

$$\omega_o = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_1 (C_1 C_2)}} \quad (4.6)$$

o bé, per al cas Clapp ($C3 \ll$),

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right)^{-1}}} = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2 C_3}{C_1 C_3 + C_2 C_3 + C_1 C_2}}} \quad (4.7)$$

També es poden utilitzar d'altres mètodes per analitzar un oscil·lador; un de molt utilitzat en freqüències de microones és considerar el transistor realimentat com un circuit reactiu amb *resistència negativa*. Recordem el que dèiem al principi sobre el circuit LC paral·lel ideal; un cop sotmès a un transitori podria mantenir de forma indefinida una oscil·lació de freqüència

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.8)$$

Ara bé, com que qualsevol circuit real presenta unes determinades pèrdues (resistència de la bobina, pèrdues en el condensador, etc.) aquesta oscil·lació no podrà ser mai mantinguda si no s'hi aporta l'energia necessària per fer-ho; aquesta funció la fa precisament la resistència negativa R_d , que modela el comportament del dispositiu actiu.

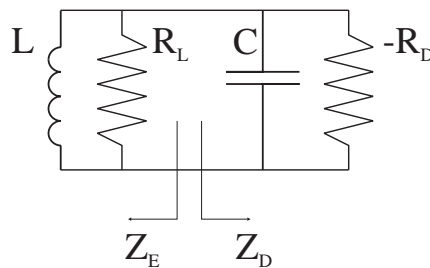


Fig. 4.5 Circuit equivalent d'un oscil·lador.

Un oscil·lador real el podem modelar d'acord amb el circuit de la figura 4.5, a on la resistència positiva R_L respon a la resistència de la càrrega i els efectes de pèrdues de les bobines i dels condensadors; si la resistència total és positiva, no es produiran oscil·lacions, mentre que l'amplitud de l'oscil·lació creixerà si la resistència total és negativa; les oscil·lacions es mantindran si ambdues resistències són iguals. La condició d'oscil·lació estableix que les impedàncies vistes a l'esquerra Z_E i a la dreta Z_D han de ser idèntiques; això vol dir que la freqüència d'oscil·lació serà aquella que faci que la reactància de la bobina cancel·li la del condensador i que la resistència total sigui zero.

4.4 Disseny d'oscil·ladors amb cristall de quars

A l'apartat anterior hem estudiat els aspectes relatius a l'estabilitat de freqüència i al soroll de fase d'oscil·ladors. En un oscil·lador com el de la figura 4.4 la variació de freqüència envers la temperatura pot ser de l'ordre dels centenars de kHz sobre els 27 MHz.

Hi pot haver algunes aplicacions en què derives d'aquesta magnitud siguin totalment inacceptables; en conseqüència, s'han de buscar i trobar solucions al problema. La solució està en la utilització com a element ressonador del *cristall de quars*, aprofitant l'efecte piezoelèctric propi de les estructures

cristal·lins.

Un ressonador de cristall és un ressonador mecànic que té la particularitat d'incloure el transductor electromecànic. Això es basa, com dèiem al principi, en l'efecte piezoelèctric de la matèria cristal·lina: el cristall es pot sotmetre a tensions mecàniques a partir de l'aplicació d'un camp elèctric. En canvi, si un cristall se sotmet a una deformació física, llavors genera un camp elèctric que pot ser recollit per uns elèctrodes —efecte piroelèctric—; aquest seria l'exemple típic d'un encenedor.

Els primers treballs sobre els cristalls de quars els va realitzar el professor Walter Cady poc després d'acabada la Primera Guerra Mundial. El 1921 va desenvolupar el primer oscil·lador a cristall i el 1922 va proposar l'ús dels cristalls de quars per al disseny de filtres.

4.4.1 El cristall de quars

El disseny d'un ressonador a cristall requereix una combinació acurada de les seves dimensions mecàniques, a més de la localització òptima dels elèctrodes que exciten el ressonador. Els cristalls de quars estan formats per una fina oblia de quars metal·litzada i muntada en un encapsulat especial, normalment hermètic i omplert de gas inert, a fi de minimitzar la seva deriva en freqüència al llarg del temps.

La barra de cristall de quars és un prisma hexagonal que té definit un sistema de coordenades, en què l'eix Z és paral·lel a les sis cares del prisma (eix òptic); l'eix X és definit com una línia que passa

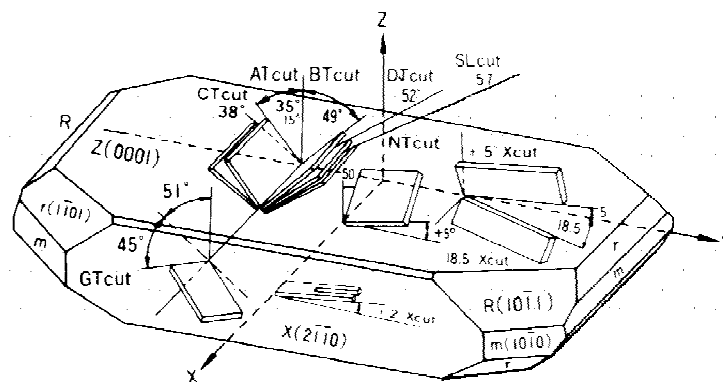


Fig. 4.6 Orientació dels eixos i angles de tall sobre una oblia de quars.

a través dels vectors de l'hexagon; per tant, podríem definir tres possibles orientacions de l'eix X; i l'eix Y, que és perpendicular a l'eix X i a una de les cares del quars. Els talls es determinen segons

la rotació dels eixos. El tall *X-cut* és un cristall tallat en un pla rotat al voltant de l'eix Y; el tall *Y-cut* és el mateix, però ara rotat al voltant de l'eix X. El tall *AT* és un de tipus Y-cut, però fet amb un angle de 35° 15'.

Per tant, si tallem un cristall seguint una determinada orientació cristal·lina, podem pensar que quan hi apliquem un determinat camp elèctric variable produït per elèctrodes situats molt a prop d'ell, aquest vibrarà seguint uns modes i amb una freqüència d'oscil·lació mecànica determinada per les seves dimensions físiques.

A la figura 4.6 s'indica l'orientació dels eixos sobre una oblia de quars i la dels possibles talls per obtenir un coeficient d'estabilitat de freqüència de 0 ppm a temperatura ambient.

A la taula 4.1 s'especifiquen els modes de vibració, l'angle d'orientació, el marge de freqüències d'oscil·lació, la freqüència d'oscil·lació i la relació aproximada de capacitats. Per a freqüències

Taula 4.1 Marge de freqüències i modes de vibració de cristalls de quars en funció de l'orientació del tall.

Mètode de vibració	Angle d'orientació	Marge de freqüències	Relació de capacitats
Flexió de forca	+2° X	24 - 50	450
Flexió longitudinal	XY	1 - 21	600
	NT	21 - 85	900
Extensió	+6° X	50 - 200	140
	-18.5° X	60 - 650	140
Flexió superficial	DT	84 - 300	450
	CT	250 - 1150	400
	SL	300 - 1150	450
Flexió de gruix	AT fonamental	800 - 5000	300 - 450
	AT fonamental	2000 - 30000	230
	AT 3r. sobretò	30000 - 75000	2500
	AT 3r. sobretò	300 - 100000	2500
	AT 5è. sobretò	50000 - 125000	7500
	AT 7è. sobretò	100000 - 225000	17000
	BT fonamental	2000 - 38000	650

inferiors al MHz es poden utilitzar diferents orientacions de tall, però per a freqüències d'1 MHz i superiors només s'utilitza el tall AT. Com es pot veure, la freqüència d'oscil·lació ve determinada per la dimensió de la peça de quars.

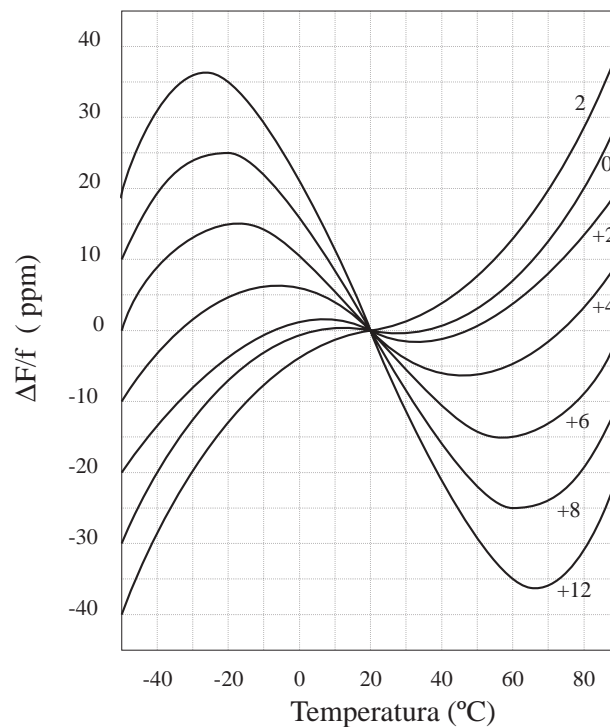


Fig. 4.7 Estabilitat en freqüència en funció de la temperatura per cristalls DT, SL, NT, XY, BT i CT.

L'estabilitat en freqüència que es pot obtenir amb un cristall de quars és de l'ordre d'una part per milió, o inferior si s'utilitzen xarxes de compensació en temperatura. L'estabilitat en temperatura depèn de l'angle de tall del cristall, de tal forma que és possible poder tenir un coeficient de temperatura positiu o negatiu; entre els possibles "talls" del cristall, el denominat AT és el més habitual ja que presenta un coeficient de temperatura mínim i amb simetria imparella al voltant de la temperatura de referència, habitualment de 20 °C.

A les figures 4.7 i 4.8 es representa l'estabilitat de freqüència en funció de la temperatura que s'obté per a cristalls de tall AT, i per a la resta de talls, respectivament. En ambdós casos, els cristalls sempre es tallen per obtenir una estabilitat de 0 ppm a 20 °C.

Les freqüències dels cristalls poden anar dels centenars de kHz fins al voltant dels 30 MHz; per a freqüències més altes s'utilitza el mode de funcionament *overtone* (sobretò), que consisteix a acoblar al circuit algun dels harmònics imparells de la freqüència fonamental de vibració del cristall, de manera que es poden obtenir freqüències de l'ordre dels centenars de MHz, utilitzant fins al 7è o el 8è

harmònics.

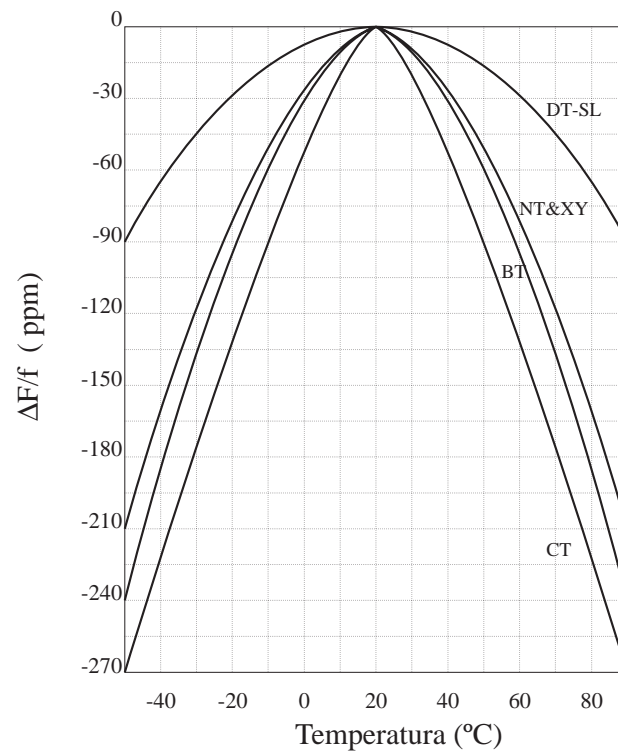


Fig. 4.8 Estabilitat en freqüència en funció de la temperatura per un cristall AT.

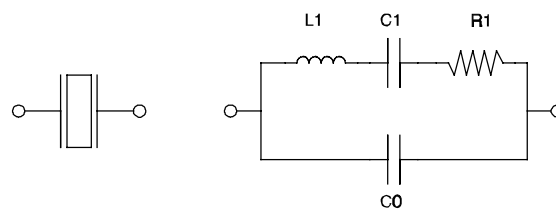


Fig. 4.9 Símbol i circuit equivalent d'un cristall de quars.

A la figura 4.9 es representa el símbol elèctric del cristall junt amb el seu circuit elèctric equivalent. Els components L_1 , C_1 i R_1 són components "mocionals", la bobina i el condensador determinen la freqüència d'oscil·lació en sèrie, i la resistència el factor de qualitat Q . Els valors de C_1 són petits, es troben al voltant de les desenes de pF; la inductància adopta un valor gran, de l'ordre dels mH; la capacitat en paral·lel C_0 és deguda a l'efecte de l'encapsulat i juntament amb la bobina és qui determina la ressonància en paral·lel.

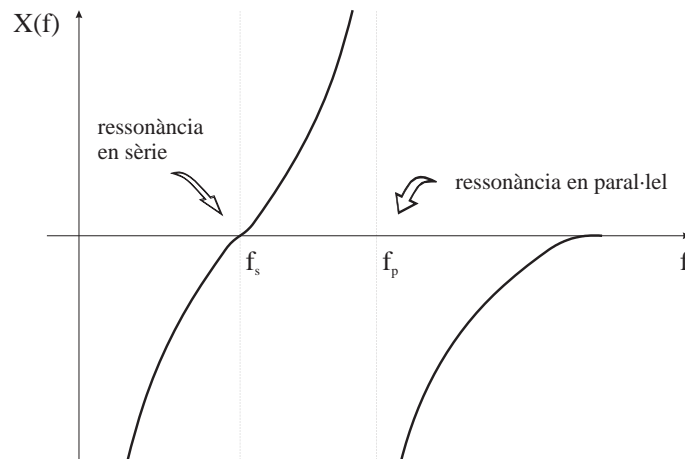


Fig. 4.10 Gràfic de la reactància d'un cristall de quars.

Com a exemple, trobem que un cristall estàndard de freqüència 5 MHz té els valors següents: $C_0=4$ pF, $C_0/C_1=3.600$, $L_1=9$ H, $R_1=95$ Ω i, per tant, un $Q=L_1\omega/R_1=2,97 \cdot 10^6$.

Cada cristall pot tenir dues formes diferents d'oscil·lació: ressonant en sèrie o ressonant en paral·lel (Fig. 4.10), amb les freqüències d'oscil·lació següents:

$$f_{sèrie} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} ; \quad f_{paral·lel} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}}} = f_{sèrie} \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}} \quad (4.9)$$

i un factor de qualitat Q , de la forma

$$Q = \frac{2\pi f_{\text{sèrie}} L_1}{R_1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1 f_{\text{sèrie}}} \quad (4.10)$$

Aquest valor del factor de qualitat, tant si opera en mode sèrie o en mode paral·lel, té un valor molt elevat, que seria impossible d'obtenir per més que construïssim un bobina de gran inductància.

El fabricant especifica per a cada cristall quin és el seu mode de funcionament, en sèrie o en paral·lel, el tipus de tall i el mode d'operació, a fonamental o *overtone*; per al cas de ressonància en paral·lel, el fabricant sol especificar una capacitat de càrrega estàndard de 32 pF, que és necessari afegir en el circuit.

Si volem dissenyar un oscil·lador Colpitts a cristall, podem utilitzar el circuit de la figura 4.11; el cristall operarà en mode paral·lel i, per tant, la capacitat equivalent que li ha de presentar el circuit actiu ha de ser de 32 pF; això s'aconsegueix amb els valors que s'indiquen.

En aquest cas, la freqüència d'oscil·lació ve determinada pel propi cristall de quars, i també augmentant la seva estabilitat de freqüència i puresa espectral (± 50 ppm de -20°C a $+70^\circ\text{C}$).

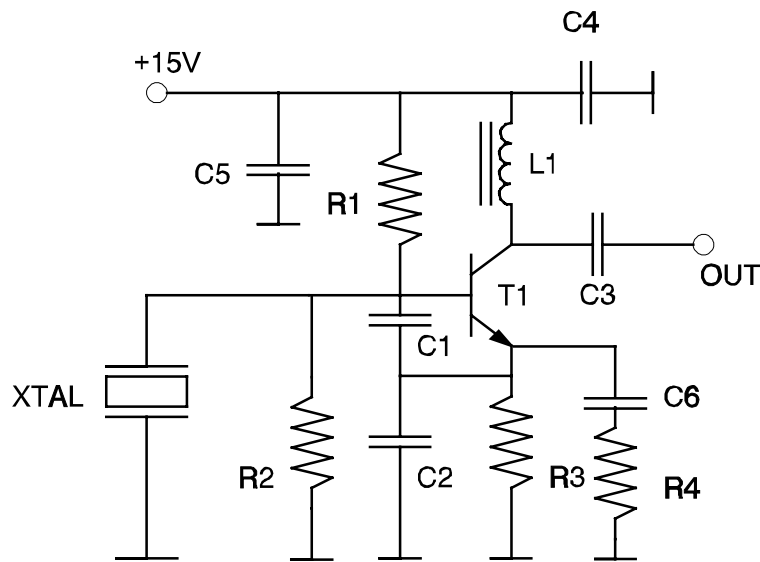


Fig. 4.11 $T1=BF495$, $R1=15\text{ K}$, $R2=10\text{ K}$, $R3=4\text{K}7$, $R4=150\ \Omega$, $XTAL=27\text{ MHz}$, $L1=820\ \mu\text{H}$, $C3=C4=100\text{ nF}$, $C5=100\ \mu\text{F}/25\text{ V}$, $C1=C2=64\text{ pF}$, $C6=1\text{ nF}$.

4.4.2 Compensació en temperatura d'oscil·ladors de cristall

Tot i que, com hem dit, en la fabricació d'un cristall de quars es pot elegir convenientment la forma de tall a fi d'aconseguir unes derives de freqüència mínimes amb la temperatura, per segons quins tipus d'aplicacions l'estabilitat obtinguda pot no ser suficient.

Les tècniques utilitzades habitualment per millorar l'estabilitat en freqüència d'un oscil·lador de cristall es basen en la compensació electrònica de les seves derives. Així, en primer lloc, trobem els TCXO (*temperature compensated crystal oscillators*).

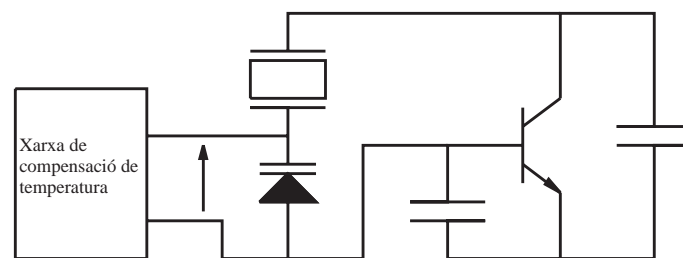


Fig. 4.12 Oscil·lador de tipus TCXO.

Es tracta d'un oscil·lador de cristall completament encapsulat i aïllat tèrmicament de l'exterior (Fig. 4.12); inclou una xarxa resistiva amb un termistor capaç de generar una tensió proporcional a la temperatura de l'encapsulat; aquesta tensió és aplicada convenientment a un díode varactor que està connectat en paral·lel amb el cristall de forma que pot variar-hi lleugerament la freqüència; així s'aconsegueix variar la freqüència de l'oscil·lador proporcionadament amb la temperatura, compensant les derives del cristall. La xarxa de compensació s'ha d'ajustar per a cada cristall en concret. Amb un TCXO es pot aconseguir reduir l'estabilitat de 25 ppm típica d'un cristall a valors de l'ordre d'1 ppm o fins i tot lleugerament inferiors. Així, amb un cost raonable (de l'ordre d'unes 20.000 pessetes), es poden obtenir oscil·ladors de freqüències d'1 MHz, 5 MHz, 10 MHz, amb estabilitats de l'ordre de 0,5 ppm en un marge de temperatures de -10 °C a +50 °C.

Per millorar encara més l'estabilitat, un altre procediment que s'utilitza és termostatar el cristall, mantenint-lo a temperatura constant. Sobre aquest principi operen els OCXO (*oven controlled crystal oscillators*). Com el seu nom indica, es tracta d'un oscil·lador situat dins d'un forn controlat en temperatura i tot ell encapsulat amb aïllament tèrmic (Fig. 4.13). Un termistor que es connecta a un pont de resistències que formen part d'un amplificador diferencial s'encarrega de mesurar la temperatura del forn i d'actuar com un servomecanisme de control proporcional. L'estabilitat que s'aconsegueix és de l'ordre de $\pm 5 \cdot 10^{-9}$ en un marge de temperatures de 0 °C a 50 °C.

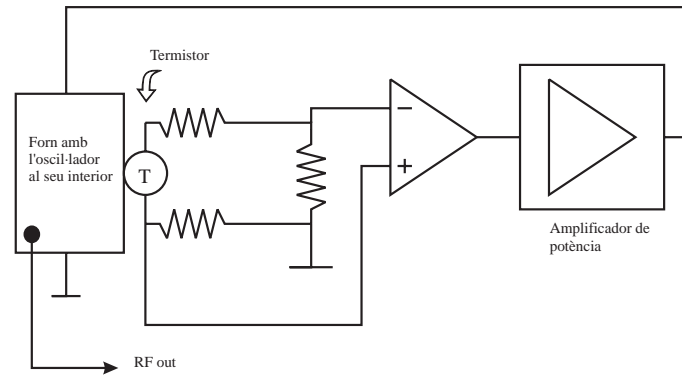


Fig. 4.13 Esquema d'un OCXO.

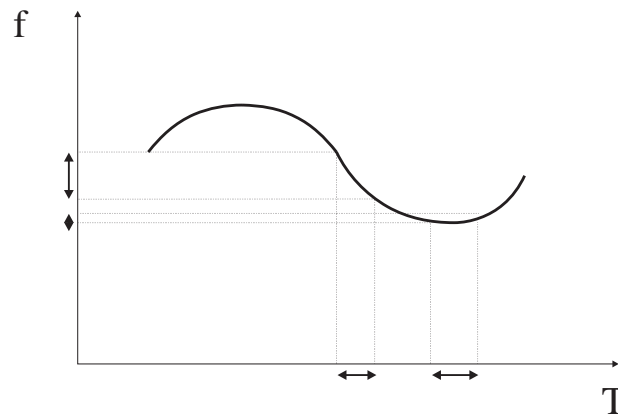


Fig. 4.14 Variació de la freqüència en funció de la temperatura per un cristall.

La selecció de la temperatura del forn és un factor crític, que depèn de les característiques pròpies del cristall; així, s'ha d'ajustar la temperatura per a cada cristall en concret. A la figura 4.14 es representa la corba de variació de freqüència en funció de la temperatura; es dedueix que hi ha una temperatura òptima que minimitza les variacions de freqüència.

Un altre dels paràmetres importants d'un OCXO és el temps de *warm-up* o temps d'escalfament; normalment la temperatura del forn sol ser més elevada que l'ambient; per tant, quan un OCXO comença a oscil·lar a temperatura ambient ho fa amb una freqüència més elevada que la nominal; a mesura que s'escalfa el forn, la freqüència comença a disminuir fins arribar al seu valor nominal; el

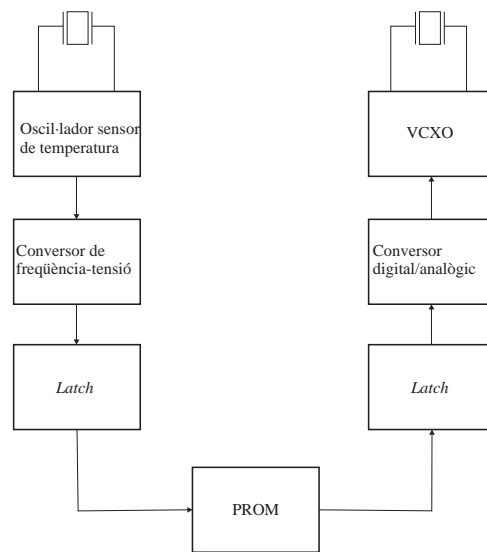


Fig. 4.15 Esquema de blocs d'un oscil·lador DCTXO.

temps de *warm-up* sol ser d'uns 15 o 30 minuts. Aquest tipus d'oscil·ladors requereixen potències d'alimentació considerables (de 3 o 4 W), per raó del forn que inclouen.

Finalment, als darrers anys han aparegut els oscil·ladors de tipus DTCXO (*digitally temperature compensated crystal oscillators*) (Fig. 4.15); són oscil·ladors de tipus TCXO, però en què la compensació en temperatura es realitza a partir de les dades emmagatzemades en una memòria ROM.

Hi poden haver diverses configuracions, però la més habitual és connectar la tensió de sortida del termistor a un convertidor A/D; la seva sortida governa les adreces d'una memòria ROM, les dades de la posició de memòria s'apliquen a un convertidor D/A que genera la tensió de control del varactor; per tant, s'aconsegueix un efecte de realimentació i d'estabilització de freqüència. Els valors que s'obtenen solen ser de $\pm 0,2$ ppm en un marge de temperatura de -10 °C a $+60$ °C, consums petits (15 mA sobre 10 V) i dimensions reduïdes. En definitiva, milloren els TCXO però la seva estabilitat és encara menor que la dels OCXO.

4.5 Oscil·ladors d'UHF

Quan es tracta de dissenyar circuits de RF i microones amb tecnologia impresa els diversos components del circuit (condensadors, resistències, transistors, etc.) s'interconnecten mitjançant línies de transmissió que han de preservar l'adaptació d'impedàncies. Com que fer-ho amb cables coaxials seria massa voluminós i complex, s'utilitzen d'altres estructures impreses que tenen un comportament equivalent al d'una línia de transmissió, com per exemple el *microstrip*.

D'altra banda, per al cas del disseny d'oscil·ladors amb la configuració de Clapp o de Colpitts, succeeix que els valors d'inductància necessaris per establir una oscil·lació, per exemple a 800 MHz, són pràcticament irrealitzables; en aquests casos, s'ha de procedir a la substitució de les inductàncies per línies de transmissió d'alta impedància característica, i en aquest cas la utilització de les línies *microstrip* és la més adequada.

4.5.1 Línia de transmissió *microstrip*

La línia de transmissió *microstrip* (*microtira*) consisteix en un conductor estret d'amplada w dipositat sobre la cara superior d'un substrat dielèctric i el pla de massa dipositat sobre la seva cara

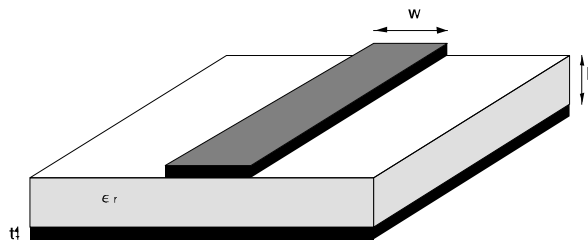


Fig. 4.16 Línia de transmissió *microstrip*.

inferior, ambdós conductors amb un gruix de valor t (Fig. 4.16). El substrat es caracteritza pel seu gruix h i per la seva constant dielèctrica relativa ϵ_r ; segons el valor d'aquests paràmetres i en funció de l'amplada w de la línia superior s'obindrà una línia de transmissió d'impedància característica Z_0 .

Abans d'analitzar les característiques pròpies de les línies *microstrip* és convenient començar revisant

les propietats de les línies de transmissió amb dielèctric homogeni ϵ_r ; en aquest s'obté una velocitat de propagació més lenta que la del buit, de valor

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.11)$$

i, en conseqüència, una longitud d'ona en la línia menor, de valor

$$\lambda = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.12)$$

essent λ_o la del buit. Això significa que si, per exemple, es vol construir una secció de línia de longitud elèctrica 90° , la longitud física l que ha de tenir la línia serà

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda_o}{4\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.13)$$

En el cas del *microstrip*, en ser una línia de transmissió emplaçada en un dielèctric no homogeni —*tenim dues regions: la de l'aire i la del substrat*— la constant dielèctrica a aplicar per calcular les dimensions físiques de la línia serà més gran que la de l'aire i més petita que la del substrat: és el que s'anomena la *constant dielèctrica efectiva* ϵ_{eff} , que es calcula a partir de les dades del substrat i depenent de la seva amplada.

Tot i així es pot establir un equivalent entre una línia de transmissió *microstrip* d'impedància característica Z_o i llargada física l i una línia de transmissió homogènia d'impedància característica Z_o emprant per aquesta la constant dielèctrica ϵ_{eff} ; en aquest cas, es té una longitud elèctrica de valor

$$\Theta = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda} l = \frac{2\pi}{\lambda_o} l \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} = \frac{2\pi}{\lambda_o} l' = \frac{\omega}{c} l' \quad (4.14)$$

També ho podem interpretar com una línia de transmissió ideal amb dielèctric aire, de la mateixa impedància característica però amb llargada l' tal que

$$l' = l \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (4.15)$$

D'aquesta manera, la utilització de les línies *microstrip* ens permetrà escurçar la longitud de la línia respecte a la que tindríem en el buit.

Si volem obtenir una determinada reactància a una freqüència, el que hem de fer és calcular a partir de l'expressió de la impedància d'entrada d'una línia de transmissió, quina ha de ser la seva llargada per obtenir el valor de reactància esperat; per al cas de les línies *microstrip*, aquesta llargada serà més curta quant més alta sigui la seva impedància característica. Per tant, per a un substrat determinat, tindrem un valor d'impedància característica màxim realitzable, depenent de la mínima amplada de les pistes que podem fabricar.

Per calcular la impedància característica i l'èpsilon efectiva d'una línia *microstrip* es poden utilitzar expressions d'anàlisi i síntesi ([HOFFM-90], [WADELL-91]) o programes de disseny.

4.5.2 Oscil·lador amb línia de transmissió *microstrip*

Per dissenyar un oscil·lador a 800 MHz, la configuració que podem utilitzar és la de la figura 4.17. En aquest cas, l'efecte del condensador C6 és el de curtcircuitar la línia de transmissió, desacoblant en contínua la tensió de base del transistor. Les fórmules de disseny continuen essent les mateixes.

4.6 Disseny de VCO

El VCO (*voltage controlled oscillator*) és un oscil·lador de freqüència variable controlada per tensió, que té moltes i diverses aplicacions en sistemes de comunicació, com ara aquestes:

* *En sistemes receptors heterodins:*

Al capítol 2, quan parlàvem del sistema heterodí aplicat a l'analitzador d'espectres, vèiem que cada escombratge de freqüència en la pantalla de l'analitzador es corresponia amb un escombratge en la freqüència del primer oscil·lador local.

Si, per exemple, tenim un receptor heterodí d'AM/FM, quan sintonitzem una determinada emissora el que fem és ajustar la freqüència de l'oscil·lador local per tal que la diferència entre la freqüència del senyal d'antena que volem sintonitzar i la freqüència de l'oscil·lador local correspongui exactament amb la freqüència intermèdia del receptor (10,7 MHz per la FM - 555 kHz per a l'AM).

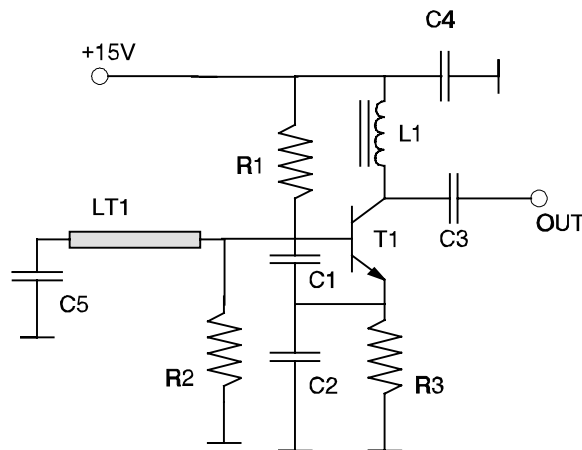


Fig. 4.17 $T1=BFR90A$, $R1=10K$, $R2=12K$, $R3=300\Omega$, $L1=2,2\mu H$, $C1=4p7$, $C2=3p3$, $C3=C4=10nF$, $C5=1nF$, $V_{cc}=+15$ V, $LT1$: microstrip, llargada:10mm, amplada:1mm, $Z_o=80\Omega$, $\epsilon_{eff}=3,4$.

* En sistemes de modulació de freqüència:

Més endavant veurem que el principi bàsic de la modulació de freqüència (FM) és precisament variar electrònicament la freqüència d'un oscil·lador de forma proporcional amb el senyal de modulació (per exemple, el senyal elèctric obtingut a la sortida d'un microfon).

Aquestes i d'altres aplicacions fan que el disseny i la utilització de VCO siguin d'especial interès.

Hem vist que qualsevol oscil·lador es pot descompondre en un circuit RLC paral·lel, on la R té dos components, un de resistència negativa que correspon al subministrament de l'energia necessària per mantenir les oscil·lacions, i una part de resistència positiva, que equival tant a les pèrdues en la bobina, com a l'efecte de la resistència de càrrega; però per poder mantenir les oscil·lacions és necessari que la resistència total sigui zero i que la reactància total del circuit ressonant s'anul·li a la freqüència d'oscil·lació. En aquest cas, la freqüència d'oscil·lació depèn de forma inversament proporcional a l'arrel quadrada del producte LC.

Per tant, si volem modificar lleugerament la freqüència de l'oscil·lador el que hem de fer és actuar sobre el valor de la L o de la C. El més habitual és fer-ho sobre la C i substituir-la per un *trimmer* (condensador variable) si ho volem fer de forma mecànica i deixar ajustada la freqüència de l'oscil·lador a un valor determinat, o bé utilitzar un *díode varactor* —*varicap*—, si és que volem variar la freqüència de forma electrònica. Com que aquest darrer cas és el que ens interessa per dissenyar un VCO, veurem a continuació en què consisteix aquest tipus de díode.

4.6.1 Díode varactor

El díode varactor és un díode que presenta una característica de capacitat variable, depenent de la tensió inversa de polarització. Per al cas d'un díode abrupte, tipus Schottky, la relació entre capacitat de la unió C_j i la tensió inversa de polarització V és de la forma

$$C_j(V) = \frac{C_j(0)}{\left(1 - \frac{V}{V_b}\right)^\gamma} \quad (4.16)$$

on V_b és el potencial propi del díode, $C_j(0)$ és la capacitat del díode per una polarització de 0 V i γ és l'elastància, que se situa al voltant de 0,5.

Per al cas d'un circuit ressonant paral·lel LC, en què el condensador sigui un varactor, la freqüència de ressonància s'obté com

$$f(V) = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_j(0)}} \left[1 - \frac{V}{V_b}\right]^{\gamma/2} \quad (4.17)$$

segons el tipus de díode i el seu procés de fabricació, el valor de γ pot estar comprès entre 0,3 i 2; quan es dona la situació de $\gamma > 0,5$, el díode es denomina hiperabrupte.

Un altre dels paràmetres bàsics d'un varactor és la relació que presenta entre els valors de capacitat màxima i mínima, és a dir, C_{\max}/C_{\min} : com més gran sigui aquesta relació més gran serà el marge de



Fig. 4.18 Símbol d'un díode varactor.

frequències que podem escombrar en variar la tensió de control; per augmentar aquesta relació s'ha d'augmentar el perfil del dopatge de la regió n, i així obtenir uns valors de γ compresos entre 0,5 i 2.

De tota manera, el marge de freqüències que es pot aconseguir escombrar amb un VCO que utilitzi varactors no és massa gran; segons el varactor i segons la configuració utilitzada es poden arribar a assolir variacions de l'ordre d'una octava.

Si per a l'aplicació d'interès s'ha de dissenyar un VCO que cobreixi un marge molt més gran, de diverses octaves, (pensem, per exemple, en el primer oscil·lador local d'un analitzador d'espectre que cobreixi de 10 kHz a 3,5 GHz), la utilització de varactors no és factible; llavors s'ha de recórrer a d'altres solucions com ara la utilització d'esferes YIG (*Yttrium Iron Garnet*).

Les esferes YIG són ressonadors d'alt Q construïts amb ferrites, que es poden sintonitzar en un gran marge de freqüències variant la polarització en contínua d'un camp magnètic que s'hi aplica; de fet, es basen en la utilització de les propietats de la ressonància ferromagnètica, que segons la composició del material, les dimensions i la intensitat del camp magnètic aplicat permeten assolir variacions de freqüència de 500 MHz a 50 GHz. Són components cars i, per tant, la seva utilització es restringeix a situacions molt justificades, com podem ser algunes aplicacions en sistemes de comunicacions militars, aplicacions de radar i, molt especialment, en instrumentació (qualsevol analitzador d'espectre incorpora un oscil·lador YIG).

4.6.2 Oscil·lador Clapp amb varactor

Si volem dissenyar un VCO utilitzant la configuració de l'oscil·lador Clapp de la pràctica anterior, podem seguir dos procediments: o bé substituir els dos condensadors C1 i C2 per díodes varactors, o bé substituir el condensador C3 per un únic varactor. Si adoptem la primera solució ens trobarem amb el problema de la seva poca linealitat, ja que la variació de la freqüència dependrà de la connexió en sèrie dels dos varactors; en canvi, la segona solució té un comportament més lineal i, a més, permet fer un ajust més fi de la freqüència d'oscil·lació.

Quan dissenyàvem l'oscil·lador perquè operés a 27 MHz, el que fèiem era triar per C3 un valor de capacitat prou gran, de forma que a la freqüència d'oscil·lació la reactància d'aquest fos molt petita comparada amb la reactància de la bobina L1 i, per tant, podíem suposar que aquesta tenia un extrem connectat a massa, de manera que la freqüència d'oscil·lació només depenia dels valors de L1, C1 i C2. En aquesta situació, l'oscil·lador es pot dir que actuava en configuració de Colpitts.

Si, en canvi, agafem per C3 un valor petit, llavors l'oscil·lador treballa veritablement en configuració de Clapp, ja que la freqüència d'oscil·lació ve determinada pels valors de L1, C1, C2 i C3; en aquest cas, l'efecte de C3 és contrarestar la reactància de la bobina L1 enfront de la reactància de l'equivalent sèrie de C1 i C2. Per tant, si substituïm aquest condensador C3 per un díode varactor, com que la capacitat mínima d'aquest díode serà de l'ordre dels pF, complirem àmpliament aquest objectiu i, al mateix temps, el conjunt tindrà una certa característica lineal.

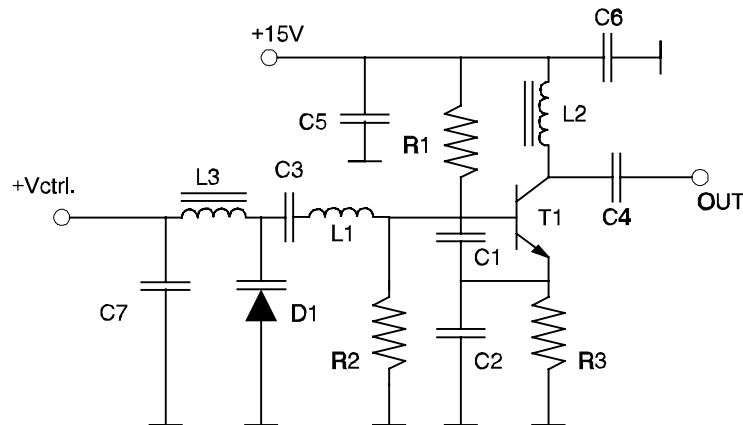


Fig. 4.19 $T1=BF495$, $D1=BB204$, $R1=15K$, $R2=10K$, $R3=4K7$,
 $L2=820\mu H$, $L3=820\mu H$, $C3=C4=C6=C7=100nF$, $C5=100\mu F/25V$,
 $Vctrl=0..+30V$

La configuració d'oscil·lador VCO que s'utilitzarà és la de l'anterior Clapp, però modificada amb el varactor, a la qual s'haurà d'afegir la xarxa de polarització corresponent, de forma que el circuit ens quedarà tal com s'indica a la figura 4.19.

La xarxa formada per $C7$ i $L3$, igual que $L2$ i $C6$, actuen com a circuit de polarització del varactor i del col·lector del transistor, respectivament, i al mateix temps formen una estructura de filtre de tipus pas baix. El condensador $C3$ s'ha d'incloure per desacoblar en contínua la tensió de polarització de la base del transistor de la tensió de control del varactor; per tant, si el seu valor és gran, no influirà en el control de la freqüència d'oscil·lació.

El díode BB204 és un díode varactor doble, interconnectat, tal com s'indica a la figura 4.20. Les seves característiques elèctriques són:

- díode varactor de silici
- relació de capacitats: de 2,5 a 2,8
- capacitat a 2V: de 42 a 47,5 pF
- tensió inversa màxima: 30 V
- capacitat a 30V: 14 pF

I en el seu muntatge en el circuit es poden utilitzar els dos o bé només un de sol, i deixar l'altre en obert.

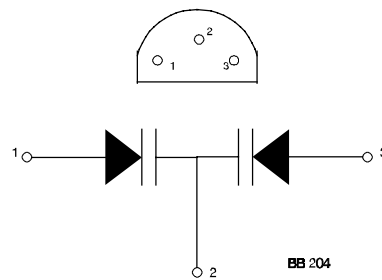


Fig. 4.20 Esquema de connexions del díode BB204.

4.7 Modulació de freqüència (FM)

L'anàlisi d'un senyal modulad en freqüència presenta una certa dificultat matemàtica per comparació a l'anàlisi dels senyals modulats en amplitud. Aquesta se simplifica per al cas particular que el senyal de modulació sigui sinusoidal, llavors és factible descompondre'l en sèrie de Fourier, però amb la particularitat que ara els seus coeficients són funcions de Bessel de primer ordre i argument l'índex

de modulació $\beta = \frac{\Delta f}{f_m}$. La seva representació temporal és de la forma

$$x_{FM}(t) = A_c \sin \left[\omega_c t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin(2\pi f_m t) + \Theta_o \right] \quad (4.19)$$

essent f_c la freqüència de la portadora, f_m la moduladora i Δf la desviació de freqüència. En descompondre-ho en sèrie de Fourier obtenim

$$\begin{aligned} x(t) = A_c [& J_0(\beta) \cos \omega_o t + J_1(\beta) [\cos(\omega_o + \omega_m) t - \cos(\omega_o - \omega_m) t] \\ & + J_2(\beta) [\cos(\omega_o + 2\omega_m) t + \cos(\omega_o - 2\omega_m) t] \\ & + J_3(\beta) [\cos(\omega_o + 3\omega_m) t - \cos(\omega_o - 3\omega_m) t] \\ & + J_4(\beta) [\cos(\omega_o + 4\omega_m) t + \cos(\omega_o - 4\omega_m) t] + \dots] \end{aligned} \quad (4.20)$$

En aquest cas, l'espectre està format per un conjunt discret de ratlles espectrals espaiades a la

freqüència de modulació f_m ; es tracta d'un espectre infinit, però discret, d'energia constant distribuïda entre totes les subportadores.

Segons sigui l'índex de modulació, podem distingir entre FM de banda estreta (*NBFM: narrow band FM*) i FM de banda ampla (*WBFM: wide band FM*); aquesta darrera és la utilitzada en la FM comercial.

El que ens interessa és poder mesurar la desviació de freqüència en ambdós casos, és a dir, trobar el valor de Δf ; el procediment que cal aplicar serà diferent per a cada cas.

4.7.1 Mesura de la desviació de freqüència en NBFM

El seu espectre quant al mòdul és semblant al d'una AM, si bé la fase d'algunes de les ratlles espectrals és de 180° , fet que no es pot apreciar amb l'analitzador d'espectre. La desviació de freqüència es mesura a partir de la relació de potències entre el fonamental P_c i el primer to P_{s1}

$$\frac{P_{s1}}{P_c} = \frac{\left(A_{s1} \frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2}{\left(A_c \frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2} = \frac{A_{s1}^2}{A_c^2} \quad (4.21)$$

i tenint en compte que

$$\frac{A_{s1}}{A_c} = \frac{J_1\left(\frac{\Delta f}{f_m}\right)}{J_0\left(\frac{\Delta f}{f_m}\right)} \approx \frac{\Delta f}{2f_m} \quad (4.22)$$

s'obté finalment

$$\Delta f = 2f_m \sqrt{\frac{P_{s1}}{P_c}} \quad (4.23)$$

4.7.2 Mesura de la desviació de freqüència en WBFM

En aquest cas, la mesura consisteix a variar la freqüència del to de modulació (f_m) fins a observar l'anul·lació completa de la portadora (fonamental). Això és degut al fet que la funció $J_0(x)$ val 1 per $x=0$, i té el seu primer zero per $x=2,4048$, mentre que totes les altres funcions $J_1 \dots J_n$ sempre tenen un zero en $x=0$.

Llavors, per aquella freqüència de modulació, per la qual

$$J_0\left(\frac{\Delta f}{f_m}\right) = 0 \Rightarrow \frac{\Delta f}{f_m} = 2,4048 \quad (4.24)$$

per tant, la desviació de freqüència la trobarem a partir de

$$\Delta f = f_m \cdot 2,4048 \quad (4.25)$$

4.8 Exercicis

1. Un amplificador d'àudio proporciona una potència de 20 W per canal, amb una impedància de sortida de 8Ω i una resposta plana de $\pm 0,05$ dB en el marge de 20 Hz a 20 kHz. Aquest amplificador té especificada una distorsió harmònica del 0,02 %. Suposant que aquesta distorsió només és deguda al primer harmònic ($2f_o$), determineu-ne la potència en dBm quan l'amplificador treballa a ple rendiment (tenim 20 W a fonamental).
2. L'oscil·lador local d'un receptor portàtil de FM té una estabilitat de freqüència de 100 ppm per al marge de temperatures de 0°C a 40°C . Sabent que la FI de la FM comercial és de 10,7 MHz i que la freqüència de l'oscil·lador local és més gran que la rebuda per antena, determineu quin serà aquest valor i la seva estabilitat en Hz quan sintonitzem una emissora de freqüència 89,2 MHz.
3. Per a l'oscil·lador de la figura 4.4, calculeu els valors dels condensadors C1, C2 i C3, com també el de la inductància L1, per tal que en la configuració Colpitts oscil·li a la freqüència de 27 MHz. Per calcular les dimensions de les bobines es poden utilitzar les expressions següents:

$$L = \frac{100(\pi ND)^2}{\sqrt{(N\phi)^2 + D^2}} \quad [nH] \quad (4.26)$$

a on N és el nombre d'espines, D el diàmetre intern de la bobina en m i ϕ el diàmetre del conductor en m, essent L el valor de la inductància en nH.

4. Si el condensador C3 es redueix de valor a 15 pF (*configuració Clapp*), calculeu el canvi de freqüència que suposa.
5. Analitzeu el circuit de polarització del transistor: calculeu V_{CE} i I_C .
6. Per al transistor BF495, indiqueu quina és la seva freqüència de transició f_T . Comenteu quin és el significat físic d'aquest paràmetre.
7. Es vol sintetitzar un senyal de 900 MHz amb una estabilitat de ± 10 Hz en un marge de temperatura de 0 °C a +40 °C. Per fer-ho s'aplicarà el senyal obtingut en un oscil·lador de 10 MHz a un multiplicador de freqüències x90 (N=90).

Especifiqueu l'estabilitat de freqüència necessària per l'oscil·lador de 10 MHz que compleixi les especificacions.

8. Un oscil·lador a cristall de tipus TCXO a 10 MHz té el soroll de fase següent:

- 100 dBc/Hz a 10 Hz
- 120 dBc/Hz a 100 Hz
- 140 dBc/Hz a 1 kHz

Si la sortida d'aquest oscil·lador es connecta a l'entrada d'un multiplicador de freqüències ideal x3 (N=3), determineu el soroll de fase que s'obtindrà en el senyal de 30 MHz generat pel multiplicador.

4.9 Experiències de laboratori

4.9.1 Oscil·lador LC

1. Comprovar el funcionament de l'oscil·lador Colpitts dissenyat a l'exercici 3 de l'apartat anterior per tal que oscil·li a la freqüència de 27 MHz.
2. Connectar la sortida de l'oscil·lador a l'entrada de l'analitzador d'espectre mitjançant un atenuador extern de 10 dB. La finalitat de l'atenuador, a més de protegir l'aparell de mesura, és presentar a l'oscil·lador una impedància de càrrega estable, evitant l'efecte de *pull-in* o de variació de la freqüència de l'oscil·lador en funció de la impedància de càrrega que veu. Mesurar amb l'analitzador d'espectre la potència i la freqüència de l'oscil·lador, com també la potència en dBm dels seus harmònics, i expressar en dBc el seu nivell respecte al fonamental. Calcular la distorsió harmònica total (THD).

Repetir la mesura de la seva freqüència utilitzant ara un freqüencímetre.

Nota: Cal tenir en compte que pel fet de tenir connectat un atenuador de 10 dB a l'entrada de l'analitzador, les mesures de potència s'hauran de corregir i incrementar en 10 dB les lectures corresponents.

3. Amb la sonda i l'oscil·loscopi, mesurar el senyal de sortida de l'oscil·lador —que ha d'estar connectat a l'analitzador— en volts i comprovar la seva correspondència amb el valor de potència mesurat amb l'analitzador.
4. Mesurar l'estabilitat de freqüència de l'oscil·lador en funció de la temperatura utilitzant l'oscil·loscopi i l'analitzador d'espectre (en aquest darrer es pot utilitzar la funció de MAX HOLD). Mesurar les derives des del moment de la connexió "en fred" de l'oscil·lador fins al cap d'uns 5 minuts i expressar-les en ppm.

Nota: Per ser fiable, aquesta mesura s'ha de fer després de tenir connectat l'analitzador com a mínim mitja hora i després d'haver fet la funció ZERO CAL de l'analitzador.

5. Mesurar la puresa espectral o soroll de fase de l'oscil·lador. Per això ens situarem en un SPAN de 100 kHz, el menor filtre de resolució possible, i ens podem ajudar de la funció SIGNAL TRACK. Mesurarem la $\mathcal{L}(f)$ en *offsets* de 10, 15, 20, 50 i 100 kHz.

Després, per la xarxa del laboratori es distribuirà un senyal de 27 MHz procedent d'un sintetitzador de freqüències, sobre el qual repetirem les mesures de puresa espectral i compararem ambdós resultats.

6. Finalment, amb el mateix circuit de la figura 4.4 es realitzarà la configuració Clapp; mantenint la

mateixa bobina, però substituint el condensador C3 per un condensador variable de valor petit. Es tracta d'observar com es modifica la freqüència de l'oscil·lador, mesurant el seu marge de variació en funció del condensador.

4.9.2 Oscil·lador de cristall a 27 MHz

Utilitzant ara l'oscil·lador amb cristall de quarz a 27 MHz de la figura 4.11, es tracta de caracteritzar-lo comparant els resultats obtinguts amb els de l'aparat anterior. Per això es realitzaran les mesures descrites en els punts 1 a 5.

4.9.3 Oscil·lador d'UHF

Utilitzant l'oscil·lador Colpitts de la figura 4.17, en el qual el circuit ressonant està constituït per una línia *microstrip*, i amb una freqüència d'oscil·lació de 800 MHz, es tracta de repetir les mesures descrites en els apartats 1 a 5 anteriors a l'efecte de caracteritzar-lo.

4.9.4 VCO en la banda de FM comercial (87,5 MHz - 108 MHz)

Prenem el circuit de la figura 4.21, que es correspon amb el de la figura 4.19, amb la diferència que

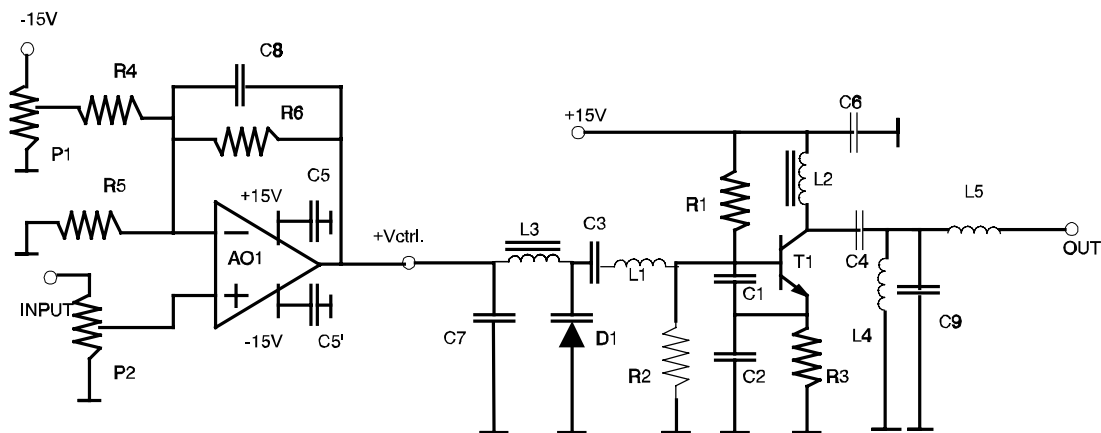


Fig. 4.21 $T1=2N2222$; $D1=BB204$; $R5=4K7$; $R1,R4,R6=10K$; $R2=12K$; $R3=390\Omega$; $L1=133nH$; $L2=820\mu H$; $L3=180\mu H$; $L4=20nH$; $L5=69.7nH$; $C1,C2=68pF$; $C3=10nF$; $C4=39pF$; $C5a,C5b,C6=68nF$; $C7=10nF$; $C8=1nF$; $C9=100pF$; $AO1=TL081$; $P1=P2=5K$.

s'hi ha afegit un amplificador operacional amb dos ajustos: un d'*offset* a fi de variar la freqüència central de l'oscil·lador, i un altre per variar el guany del senyal que hi connectarem a l'entrada, en aquest cas un micròfon electrodinàmic. A la sortida de l'oscil·lador s'hi ha inclòs un filtre de pas banda d'ordre 1 per filtrar els harmònics de l'oscil·lador, efecte que es comprovarà.

1. En primer lloc, sense connectar el micròfon, mesurar el marge d'escombratge de freqüències de l'oscil·lador variant el potenciòmetre d'*offset*, per obtenir el gràfic de freqüència-tensió de control.
2. A continuació, amb el generador de funcions i aplicant-hi un senyal de $100 \text{ mV}_{\text{rms}}$ a l'entrada de micròfon s'ajustarà, mitjançant el potenciòmetre de guany, la desviació de freqüència del conjunt al valor de 75 kHz típic de la FM comercial.
3. Finalment es connectarà el micròfon, ajustant la freqüència central en una zona lliure d'emissions comercials de FM, i el guany per tal de rebre en uns *walkman* el senyal del micròfon amb prou nitidesa.

5 Anàlisi de xarxes

5.1 Objectiu

L'objectiu del capítol és descriure els sistemes de mesura del comportament en freqüència de xarxes treballant en règim lineal. Primer es defineixen els paràmetres de transmissió i reflexió que s'utilitzaran i després es descriuen les tècniques i els instruments de mesura més idonis per a circuits de RF i microones.

5.2 Introducció

L'anàlisi del comportament d'un determinat component o circuit de RF en termes de la seva adaptació (*impedàncies*) o del seu guany o atenuació (*funció de transferència*) es pot fer utilitzant els mateixos coeficients de reflexió i de transmissió —*de tensió o de corrent*— definits sobre les línies de transmissió.

Aquests coeficients són magnituds complexes que es relacionen amb el valor complex de la impedància de càrrega vista des del pla de referència en el que estan definits; per tant, si l'interès està a obtenir experimentalment el valor d'aquesta impedància s'ha de mesurar indirectament i de forma vectorial el coeficient de reflexió en el marge de freqüències volgut.

Si, en canvi, l'interès és trobar quin és el grau d'adaptació del circuit o impedància a la línia de referència, és suficient conèixer només el valor del mòdul del coeficient de reflexió.

El mateix podem dir quan es tracta d'inserir un determinat circuit (un filtre, un atenuador) en una línia de transmissió: l'interès està a saber quina és la magnitud de l'atenuació (o guany en el cas d'un amplificador) que provoca la inserció d'aquest dispositiu; en aquest cas, la mesura del mòdul del coeficient de transmissió és qui ens dóna la resposta.

Els instruments de laboratori no mesuren directament coeficients de reflexió i/o transmissió, sinó que la mesura habitual que realitzen és la de les pèrdues de retorn i/o pèrdues d'inserció (guany en

dispositius actius); mesures de tipus escalar que es corresponen, com ara es veurà, amb la mesura indirecta del mòdul del coeficient de reflexió i/o transmissió.

Les mesures vectorials d'aquests coeficients es realitzen de forma indirecta amb un instrument anomenat *anàlitzador de xarxes*, que és qui de fet realitza la mesura dels paràmetres S (*scattering o dispersió*) del dispositiu o quadripol d'interès que, com es veurà, es relacionen amb els coeficients de reflexió i de transmissió ρ i τ .

5.3 Pèrdues d'inserció de quadripols

Si disposem d'un generador de resistència interna R_1 que es connecta a una càrrega R_2 mitjançant un quadripol de dos accessos 1 i 2, segons s'indica a la figura 5.1, podem definir la potència P_{20} com

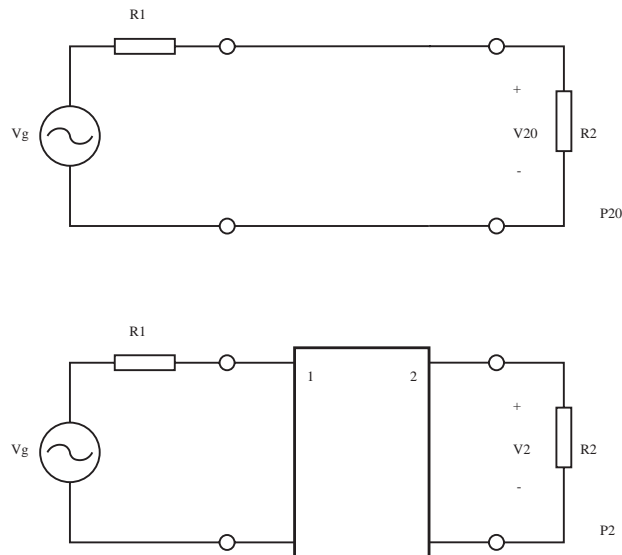


Fig. 5.1 Pèrdues d'inserció d'un biport.

la potència dissipada a la càrrega R_2 , quan el quadripol és *absent*, és a dir, quan connectem el generador directament a la càrrega; i P_2 com la potència dissipada a la càrrega R_2 en *presència* del quadripol, és a dir, quan connectem el generador a la càrrega a través del quadripol.

El quocient entre ambdues potències dóna el valor

$$\frac{P_{20}}{P_2} = \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right]^2 \left| \frac{V_g}{V_2} \right|^2 \quad (5.1)$$

que es correspon amb la definició de *pèrdues d'inserció del quadripol (insertion loss)*.

Si analitzem el significat d'aquesta expressió, veurem que no és més que un quocient entre la potència en la càrrega mesurada en dues situacions diferents, independentment de la situació en què es troba el generador, sense donar-nos cap mena d'informació sobre si es produeix o no la màxima transferència de potència entre el generador i la càrrega; de fet podríem tenir el mateix valor numèric de pèrdues d'inserció per a diferents valors del quocient de tensions i de les resistències de generador i càrrega R_1 i R_2 .

Això fa que si ens interessa avaluar el grau d'adaptació d'impedàncies entre el generador i la càrrega, sigui més convenient utilitzar la relació següent, en la qual intervé la *potència disponible* del generador P_{avs}

$$\frac{P_{avs}}{P_2} = \frac{1}{4} \frac{R_2}{R_1} \left| \frac{V_g}{V_2} \right|^2 = \frac{1}{|\tau|^2} \quad (5.2)$$

$$P_{avs} = \frac{V_g^2}{4 R_1}$$

Aquesta relació es defineix com la relació de *pèrdues de transferència del transductor o atenuació*, ja que es correspon amb el quocient entre la potència disponible en el generador —*la que arribaria a la càrrega si hi hagués adaptació d'impedàncies*— i la que arriba realment a la càrrega; per tant, implícitament comprèn l'adaptació d'impedàncies entre font, quadripol i càrrega.

Si volem expressar en dB l'atenuació L_A que introdueix el quadripol, que suposarem passiu, hem de fer

$$L_A = 10 \log \left[\frac{P_{avs}}{P_2} \right] \quad \text{dB} \quad (5.3)$$

Si fem el mateix per al cas de les pèrdues d'inserció L_i definides anteriorment, tindrem

$$L_i = 10 \log \left[\frac{P_{20}}{P_2} \right] \quad \text{dB} \quad (5.4)$$

Expressant ara l'atenuació en funció de les pèrdues d'inserció obtindrem

$$L_A = L_i + 10 \log \left[\frac{(R_1 + R_2)^2}{4R_1R_2} \right] \quad \text{dB} \quad (5.5)$$

Per al cas habitual en RF, en què les impedàncies de generador i càrrega solen ser idèntiques i de valor 50Ω , succeeix que els valors de l'atenuació i de les pèrdues d'inserció són idèntics

$$R_1 = R_2 = 50 \Omega \Rightarrow L_A = L_i \Rightarrow \frac{P_{20}}{P_2} = \frac{P_{avs}}{P_2} \quad (5.6)$$

En conseqüència, en aplicacions de RF i microones en què sempre s'ha de produir adaptació d'impedàncies entre càrrega i generador, parlar de pèrdues d'inserció és el mateix que parlar de les *pèrdues de transferència del transductor* o de l'atenuació; els dos conceptes es confonen.

Només en el cas de xarxes o quadripols passius i no dissipatius (sense pèrdues), es produirà la relació següent:

$$\frac{P_{avs}}{P_2} = \frac{1}{|\tau|^2} = \frac{1}{1 - |\rho|^2} \quad (5.7)$$

5.4 Pèrdues de retorn

La mesura de les pèrdues de retorn RL —*return loss*— es correspon amb la mesura de la relació entre la potència incident respecte a la potència reflectida per una càrrega, mesurada en un pla de referència determinat. Es tracta, doncs, d'un coeficient de reflexió, però de potència, que es relaciona directament

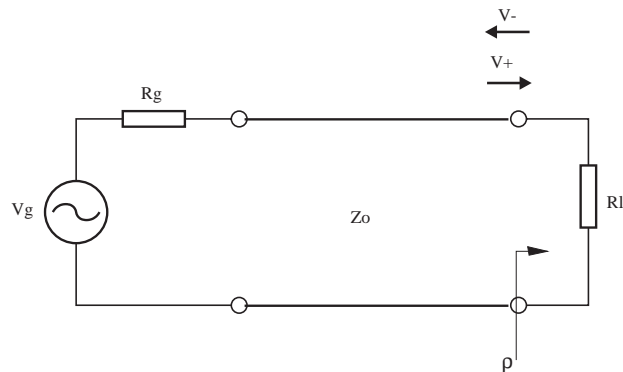


Fig. 5.2 Mesura de les pèrdues de retorn d'un quadripol.

amb el coeficient de reflexió de tensions ρ , definit de la forma

$$\rho = \frac{V^-}{V^+} \quad (5.8)$$

Expressant les pèrdues de retorn en funció de ρ tindrem

$$RL = \frac{P^-}{P^+} = \frac{|V^-|^2/Z_o}{|V^+|^2/Z_o} = \frac{|V^-|^2}{|V^+|^2 |\rho|^2} = \frac{1}{|\rho|^2} \quad (5.9)$$

$$RL = 20 \log \frac{1}{|\rho|} = -20 \log |\rho| \quad \text{dB}$$

Si en un circuit s'obtenen unes pèrdues de retorn (RL) de 0 dB, això vol dir que el mòdul del coeficient de reflexió és 1, mentre que si es tenen unes pèrdues de retorn de 40 dB significa que el mòdul del coeficient de reflexió és de 0,01; en el primer cas no hi ha adaptació i, en canvi, el segon està completament adaptat.

Nota: Cal evitar confusions amb la utilització dels signes per a aquestes magnituds. Si estem parlant de pèrdues (d'inserció o de retorn), vol dir que s'ha d'expressar amb valors numèrics positius; si ho féssim amb valors negatius això equivaldria a tenir guanys. Al contrari, si el que expressem en dB és el mòdul del coeficient de reflexió, aquest serà sempre un número negatiu.

5.5 Paràmetres S

En electrònica de baixa freqüència i en teoria de circuits la caracterització de quadripols es realitza a partir dels seus paràmetres d'impedància, d'admitància o híbrids amb notació matricial, mesurant les tensions de circuit obert i els corrents de curt circuit. En RF i microones la mesura d'aquests paràmetres no és evident perquè hi intervenen els temps de propagació; és més fàcil descriure el circuit mitjançant ones de tensió i/o corrent, incident i reflectit, que es propaguen pel circuit i que són funció de la posició. Els paràmetres que permeten aquesta descripció són els *paràmetres de scattering* —o de dispersió—, coneguts com a *paràmetres S*.

Suposem que tenim el quadripol de la figura 5.3 connectat entre un generador d'impedància interna Z_o i una càrrega també de valor Z_o , i als seus accessos 1 i 2 establim un pla de referència a l'entrada

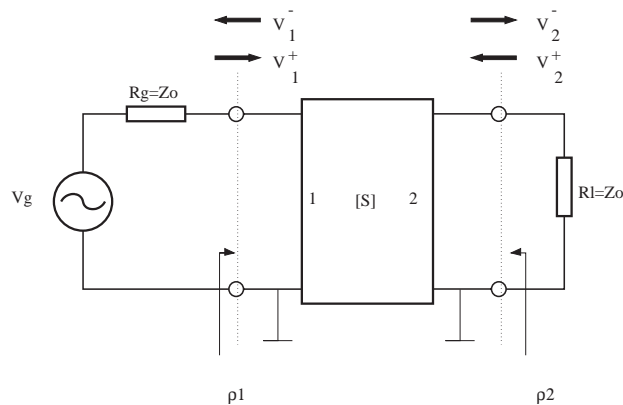


Fig. 5.3 Definició dels paràmetres S d'un biport.

i un altre a la sortida; definim en l'accés 1 l'ona de tensió incident V_1^+ i la reflectida V_1^- ; anàlogament en l'accés 2 definim V_2^+ i V_2^- com a incident i reflectida, respectivament. Podem definir unes ones normalitzades de tensió respecte a la impedància característica del sistema de mesura Z_o —habitualment els 50Ω estàndard del generador i de la càrrega— de la forma

$$a_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_o}} \quad b_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_o}} \quad (5.10)$$

de manera que en cada pla de referència s'han de complir les lleis de Kirchhoff,

$$\begin{aligned} V_n &= V_n^- + V_n^+ = \sqrt{Z_o} (a_n + b_n) \\ I_n &= \frac{1}{Z_o} (V_n^- - V_n^+) = \frac{1}{\sqrt{Z_o}} (a_n - b_n) \end{aligned} \quad (5.11)$$

Si el quadripol és lineal, sempre podem relacionar les ones d'entrada i sortida mitjançant uns certs coeficients; ho podem expressar de la forma següent,

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \\ b_2 &= S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \end{aligned} \quad (5.12)$$

Aquests coeficients S són el que s'anomenen *paràmetres S o de dispersió (scattering)*. La relació anterior també la podem expressar de forma matricial com

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \\ [b] &= [S] \cdot [a] \end{aligned} \quad (5.13)$$

Qualsevol biport lineal com el de la figura 5.3, amb els seus accessos carregats amb la impedància de referència Z_o , es pot descriure de manera unívoca amb aquests quatre paràmetres: S_{11} , S_{12} , S_{21} i S_{22} .

Tractem ara d'esbrinar el significat físic de cada paràmetre. Si, com a la figura 5.3, carreguem l'accés 2 amb la impedància característica de referència Z_o , estem eliminant l'ona reflectida en la càrrega, és a dir, estem fent $a_2=0$; en aquesta situació tenim

$$b_1 = S_{11} a_1 ; \quad b_2 = S_{21} a_1 \quad (5.14)$$

en conseqüència, veiem que el paràmetre S_{11} es correspon directament amb el *coeficient de reflexió* ρ_1 quan l'accés 2 està acabat amb la impedància característica de referència i el paràmetre S_{21} és el *coeficient de transmissió* τ_{21} , des del port 1 cap al port 2. Si ara carreguem l'accés 1 amb la seva impedància característica, estem anul·lant a_1 i tenim llavors que

$$b_1 = S_{12} a_2 ; \quad b_2 = S_{22} a_2 \quad (5.15)$$

per tant, ara el paràmetre S_{22} correspon al *coeficient de reflexió* ρ_2 quan l'accés 1 està acabat amb la impedància característica de referència i el paràmetre S_{12} és el *coeficient de transmissió* τ_{12} vist en sentit contrari, des del port 2 cap al port 1.

En el cas que la xarxa fos recíproca —*en general, tots els circuits passius ho són*— tindríem que $S_{21}=S_{12}$.

Si tinguéssim una xarxa de tres accessos, llavors tindríem un total de 9 paràmetres S, i la seva matriu seria de la forma

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

i qualsevol element diagonal es correspondria amb un coeficient de reflexió,

$$S_{jj} = \rho_{jj} = \frac{(Z_{in})_j - R_j}{(Z_{in})_j + R_j} \quad (5.17)$$

i la resta d'elements de la matriu es correspondrien amb els coeficients de transmissió entre els diversos accessos,

$$S_{jk} |_{j \neq k} = \frac{V_j}{(V_j)_{av}} \quad (5.18)$$

$$\text{amb } (V_j)_{av} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_j}{R_k}} (V_g)_k$$

essent V_j la tensió obtinguda sobre la resistència R_j en el port j , deguda a l'aplicació del generador $(V_g)_k$ de resistència interna R_k en el port k .

Cal tenir en compte que a l'hora de calcular els paràmetres S d'una xarxa s'assumeix que tots els ports sempre estan acabats amb la seva càrrega específica R_j , habitualment de 50Ω , encara que no sempre pot ser així.

Propietats:

- * Si una xarxa és passiva, llavors és recíproca, i tenim que $S_{jk}=S_{kj}$, $S=S^T$.
- * Si tenim un biport recíproc i sense pèrdues, llavors es compleix que

$$\begin{aligned} 1 &= |S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 \Rightarrow |S_{11}| = |S_{22}| \\ &\Rightarrow S_{12} = S_{21} \\ 0 &= S_{11}^* S_{21} + S_{21}^* S_{22} \\ 0 &= S_{12}^* S_{11} + S_{22}^* S_{21} \end{aligned} \quad (5.19)$$

Si ho estenem a una xarxa de n-ports, aquestes relacions anteriors queden expressades matricialment de la forma

$$[I] = [S]_T^* [S] = [S]^+ [S] \quad (5.20)$$

a on $[I]$ és la matriu unitat i $[S]^+$ és la matriu hermítica que equival a la matriu $[S]$ transposada però amb tots els seus elements complexos conjugats.

Per a una xarxa determinada, les pèrdues de retorn de qualsevol dels seus accessos són

$$RL_j = 20 \log \frac{1}{|S_{jj}|} = -20 \log |S_{jj}| \quad \text{dB} \quad (5.21)$$

i les pèrdues d'inserció (atenuació) mesurades sobre l'accés k provocades per l'accés j són

$$(L_a)_{kj} = 20 \log \frac{1}{|S_{kj}|} = -20 \log |S_{kj}| \quad \text{dB} \quad (5.22)$$

5.6 Mesura de la resposta en radiofreqüència i microones

Per mesurar el guany o les pèrdues d'inserció d'un quadripol, idealment hauríem d'introduir un senyal de potència coneguda a totes les freqüències d'interès i mesurar la potència disponible a la sortida per poder calcular la relació

$$L_i = 10 \log \left[\frac{P_{20}}{P_2} \right] \quad \text{dB} \quad (5.23)$$

A la pràctica, el que es fa és *calibrar* el sistema de mesura fent una connexió directa —*thru*— entre els terminals del generador i del mesurador de potència, per poder *normalitzar-ne* la mesura (figura 5.4).

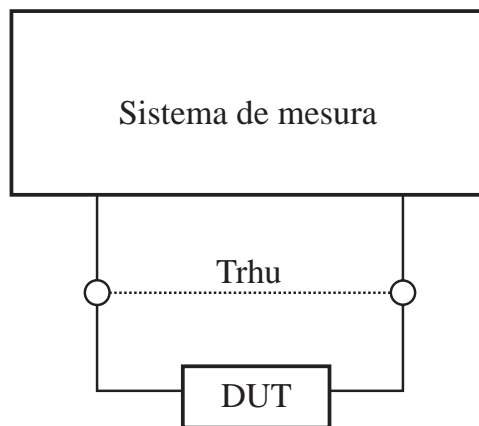


Fig. 5.4 Calibratge en transmissió mitjançant un thru.

Així es poden descomptar els efectes de variació de potència del generador en variar la freqüència, i les atenuacions introduïdes pels cables i les transicions necessaris per efectuar les connexions.

Per a les mesures del coeficient de reflexió el sistema de mesura és el mateix, però incorpora un dispositiu extractor de l'ona reflectida P , que pot ser un *acoblador direccional* o bé un *pont reflectomètric* (Fig. 5.5). Aquí el calibratge es fa amb un curt circuit que permet *normalitzar* a un valor de pèrdues de retorn de 0 dB ($|\rho|=1$).

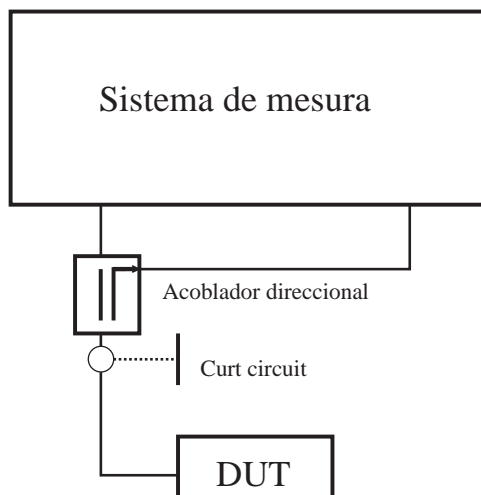


Fig. 5.5 Calibratge en reflexió mitjançant un curt circuit.

5.6.1 L'acoblador direccional

L'acoblador direccional és un dispositiu de quatre accessos que s'utilitza en línies de transmissió per extreure una part de l'energia que es propaga en una direcció determinada de la línia; aquesta part de l'energia es pot fer servir per a monitoratge o bé per processar aquest senyal acoblat en una altra part del circuit. Independentment de la seva construcció física —en *microstrip*, *guia d'ones*, *bobina híbrida*—, l'acoblador direccional consta de dues línies de transmissió, una de principal que és la que s'insereix en el circuit i per la qual viatja sense experimentar cap alteració el senyal que s'hi connecta, i la secundària, que és la que rep la mostra de potència del senyal de la línia principal. L'adjectiu *direccional* indica que només s'acobla l'energia de l'ona incident o de l'ona reflectida, tal com es pot veure a la figura 5.6.

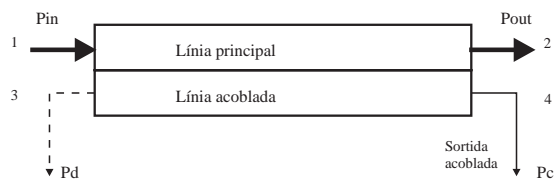


Fig. 5.6 Esquema simplificat d'un acoblador direccional.

Els acobladors direccionals són d'utilitat en sistemes de mesura de paràmetres S i de pèrdues de retorn de dispositius.

La potència P_c , obtinguda a l'accés 4 és una mostra de la potència d'entrada P_{in} a l'accés 1 i, per tant, és el senyal esperat; en canvi, a l'accés 3 apareix una potència P_d que en un acoblador ideal hauria de ser 0, però que en un acoblador real té un cert valor que depèn també de la potència d'entrada a l'accés 1.

D'acord amb la figura 5.6, podem definir per a aquest acoblador els paràmetres següents que el caracteritzen

$$\begin{aligned}
 \text{Pèrdues d'inserció:} & \quad 10 \log \frac{P_{in}}{P_{out}} \quad \text{dB} \\
 \text{Acoblament:} & \quad 10 \log \frac{P_{in}}{P_c} \quad \text{dB} \\
 \text{Aïllament:} & \quad 10 \log \frac{P_{in}}{P_d} \quad \text{dB} \\
 \text{Directivitat:} & \quad 10 \log \frac{P_c}{P_d} \quad \text{dB}
 \end{aligned}
 \tag{5.24}$$

A la figura 5.7 es pot veure la configuració de mesura utilitzant un acoblador direccional de 20 dB; l'accés 3 està acabat amb una càrrega adaptada, mentre que a l'accés 4 s'obté una mostra de nivell de potència 20 dB inferior a la del senyal incident en el port 1.

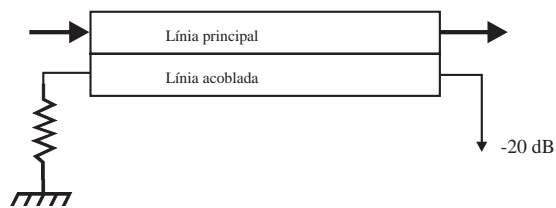


Fig. 5.7 Esquema simplificat d'utilització d'un acoblador direccional.

5.6.2 Pont reflectomètric

Una alternativa a l'acoblador direccional en la mesura de la potència reflectida per una càrrega és el pont reflectomètric.

Es basa en la configuració de pont de Wheastone (Fig. 5.8), en què les resistències adopten el valor de la impedància de referència del sistema de mesura, $50\ \Omega$ en el cas habitual, de tal forma que en la resistència R_i s'obté una tensió proporcional a la tensió incident en el dispositiu objecte de prova —*device under test (DUT)*—, mentre que la tensió en la resistència R_r és proporcional a la tensió reflectida pel DUT.

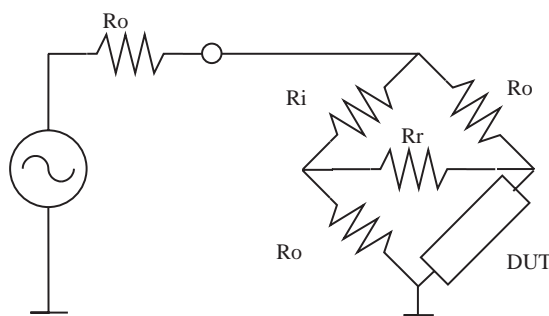


Fig. 5.8 Pont reflectomètric (de Wheastone).

En el seu disseny és essencial que les resistències siguin de precisió, ja que d'elles depèn l'equilibri del pont i la qualitat de la mesura. L'inconvenient que presenten és el caràcter equilibrat —*flotant*— de la tensió en la resistència R_r ; en no estar referenciada a massa és necessari incloure un transformador de tipus *balun* —*balanced to unbalanced*— per poder extreure el senyal reflectit respecte de la massa i poder-lo connectar a l'entrada de l'instrument de mesura.

Tot i aquesta dificultat, si és ben resolta, s'assoleixen amplades de banda de mesura molt grans, d'algunes octaves, amb unes dimensions del pont força compactes. Existeixen dispositius comercials, com ara el 59A50 de Wiltron, capaç de cobrir un marge de freqüències de 10 MHz a 18 GHz amb directivitats de 36 dB, o el model 63N50, que cobreix amb una directivitat de 40 dB el marge de 10 MHz a 4 GHz.

Aquests dispositius presenten unes pèrdues d'inserció teòriques de 6 dB i 9 dB entre la potència d'entrada i el senyal incident i reflectit en el DUT, respectivament; aquestes pèrdues es poden compensar amb un procés de calibratge correcte.

5.7 Instruments de mesura

5.7.1 Mesures escalars

Els tres tipus principals d'instruments per fer mesures escalars d'amplitud són els representats a la figura 5.9. (Nota: Les connexions són per a mesures de transmissió, però les de reflexió són equivalents.)

El primer mètode consisteix a tenir un generador d'escombratge i un oscil·loscopi sincronitzats per un generador en dent de serra. El detector de banda ampla converteix el senyal de RF en un senyal de DC que podem mesurar. Els problemes principals són el petit marge dinàmic quan es produeix distorsió harmònica en el dispositiu mesurar, relativament poca sensibilitat del detector i derives en el temps de la potència del generador.

En la segona disposició s'eliminen les derives de potència del generador mesurant simultàniament un canal de referència. Els altres dos problemes continuen. Aquests dispositius sovint estan integrats en un instrument anomenat *analitzador de xarxes escalar*.

En els dos casos, el generador pot ser sintetitzat, és a dir, que en comptes d'un escombratge continu en freqüència —amb els errors de linealitat associats—, la mesura es fa en un nombre finit de freqüències. El generador es posiciona consecutivament i amb molta exactitud a cadascuna d'elles, on es manté el temps necessari per fer la mesura.

El tercer mètode consisteix a utilitzar un instrument normalment ja disponible, l'analitzador d'espectre, complementat amb un *generador de tracking* o de seguiment. La freqüència d'aquest està controlada per l'analitzador d'espectre, a fi que sigui la mateixa que està mesurant. Per obtenir resultats correctes cal calibrar i normalitzar la mesura com s'ha indicat anteriorment. Permet obtenir un marge dinàmic elevat —actua con un receptor de banda passant determinada pel filtre de resolució— i una bona sensibilitat. S'han de vigilar possibles errors de deriva del generador i conèixer la precisió intrínseca de les mesures de freqüència.

5.7.2 Mesures vectorials

L'instrument que permet fer mesures en mòdul i fase dels coeficients de reflexió i/o transmissió o, el que és equivalent, la mesura dels paràmetres S d'un dipol (S_{11}) o quadripol (S_{11} , S_{22} , S_{21} , S_{12}), és l'*analitzador de xarxes vectorial*. Es basa en la conversió *síncrona* dels canals de test i de referència a una FI suficientment baixa per fer l'extracció de la relació d'amplituds, i de la diferència de fase entre aquests dos canals. A més s'afegeixen altres tècniques de calibratge i correcció d'errors a fi d'obtenir la millor mesura possible actualment. El calibratge simplificat és similar al cas escalar, però ara s'han de tenir en compte les *longituds* dels cables i transicions, que introdueixen retards i, per tant,

diferències de fase.

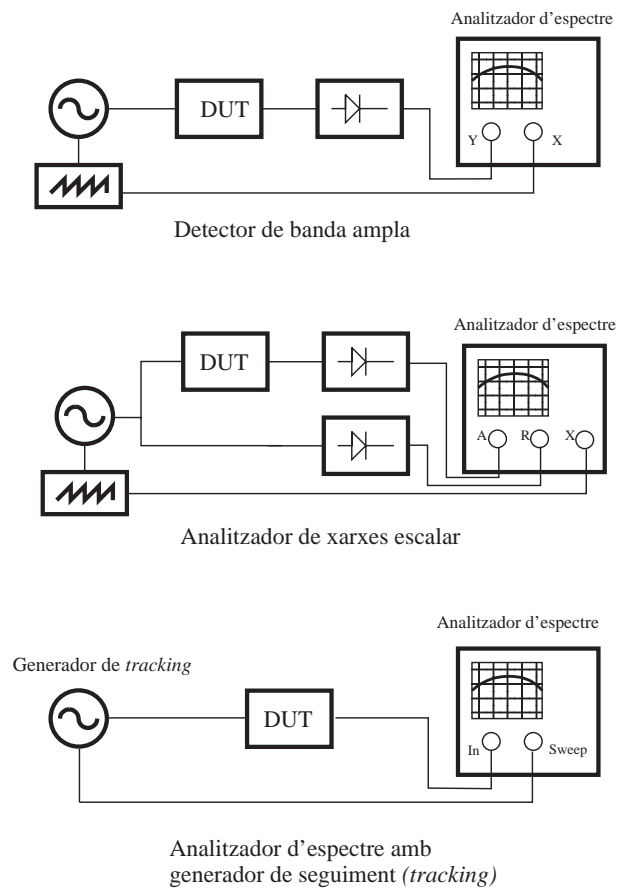


Fig. 5.9 Sistemes escalars de mesura de la resposta de dispositius de RF.

Es tracta bàsicament d'un sistema homodí, format per un emissor i un receptor que utilitzen el mateix oscil·lador local, fet que el configura com un sistema coherent. El seu esquema de blocs més simplificat és el de la figura 5.10.

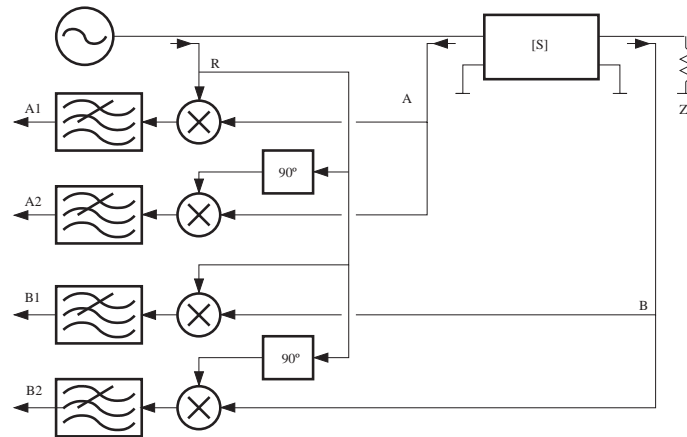


Fig. 5.10 Esquema de blocs simplificat d'un analitzador de xarxes vectorial.

Com es pot veure, es disposa de dos canals de recepció, A i B, corresponents al senyal reflectit i transmès del quadripol sota mesura, respectivament; cadascun d'aquests canals és constituït per dos mescladors als quals s'aplica en el port de RF el mateix senyal procedent del quadripol. El senyal de l'oscil·lador s'aplica sobre el quadripol que es vol mesurar, que constitueix l'ona incident; una mostra d'aquest senyal, extreta amb un acoblador direccional, s'utilitzarà com a senyal de *referència* (R) connectant-lo en els ports d'OL dels mescladors de recepció, desfasant 90° un dels canals. L'ona reflectida pel quadripol és recollida per un segon acoblador direccional (*entrada* A) i s'aplica als mescladors corresponents a on es realitza el batut amb el senyal de *referència* R; com que ambdós senyals són de la mateixa freqüència, el senyal present a la sortida del mesclador té dos components, un de freqüència zero i un altre de freqüència doble que serà eliminat pel filtre de pas baix. Això ho podem veure a l'equació següent

$$R(t) = R \cos \omega_0 t$$

$$A(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi_a)$$

$$A_1(t) = A(t)R(t) = \frac{AR}{2} [\cos \phi_a + \cos(2\omega_0 t + \phi_a)]$$

$$A_2(t) = -A(t)R \sin \omega_0 t = \frac{AR}{2} [\sin(\phi_a) - \sin(2\omega_0 t + \phi_a)] \quad (5.25)$$

$$\text{filtrant,} \quad \begin{cases} A_1(t) = \frac{AR}{2} \cos \phi_a \\ A_2(t) = \frac{AR}{2} \sin \phi_a \end{cases}$$

A partir dels senyals $A_1(t)$ i $A_2(t)$ calculant el mòdul de la seva suma i l'arctangent del seu cocient s'obtenen directament el mòdul i la fase del senyal reflectit, el coeficient S_{11} ,

$$\begin{aligned} |A| &= \sqrt{|A_1|^2 + |A_2|^2} \\ \angle A &= \arctan\left(\frac{A_2}{A_1}\right) \end{aligned} \quad (5.26)$$

La mateixa operació es pot repetir per al senyal B, i en aquest cas s'obté el mòdul i la fase del senyal transmès, és a dir, el coeficient S_{21} . Si a continuació es gira el quadripol, les mesures dels canals A i B es correspondran amb els paràmetres S_{22} i S_{12} del quadripol, respectivament —alguns analitzadors de xarxes incorporen un test-set de paràmetres S en el qual es pot fer simultàniament la mesura dels quatre paràmetres S d'un quadripol sense haver de desconnectar-lo.

Si aquestes mesures es realitzen fent un escanament de freqüències de l'oscil·lador s'obté una representació en funció de la freqüència dels paràmetres S del dispositiu que s'hi connecta. Aquesta representació de mòdul i fase pot ser en format lineal, logarítmic o polar, en part real i imaginària, en coeficient de reflexió en carta de Smith, o en impedància i admitància.

Atès que és un instrument capaç de mesurar paràmetres S, aquests han d'estar definits en un pla de referència. Entre aquest pla de referència i el lloc físic on es realitza la detecció (els mescladors), hi ha uns camins elèctrics. La representació en pantalla de l'analitzador correspon als paràmetres S mesurats en el pla de referència dels mescladors i, per tant, no són els que es corresponen amb el pla de referència d'interès; en conseqüència, s'ha de fer algun tipus de correcció per compensar aquest error.

La correcció consisteix a fer el procés de calibratge de l'analitzador. En definitiva, es tracta de connectar en el nostre pla de mesura tres càrregues ben definides, mesurar-les i fer les correccions pertinents en els resultats "en brut" de l'analitzador, de manera que a la pantalla representi els valors ja corregits, amb una correspondència exacta amb els coeficients de reflexió d'aquestes càrregues definits en el pla de mesura.

Les càrregues que s'utilitzen en reflexió són tres: curt circuit, circuit obert i càrrega de 50Ω ; totes tres, a més del thru, formen el que es coneix com a *kit de calibratge*; amb això s'aconsegueix definir sobre la carta de Smith tres punts equivalents a $\rho=-1$, $\rho=1$ i $\rho=0$, respectivament.

El calibratge en transmissió es realitza connectant un *thru*, és a dir, una línia passant entre els dos ports; aquesta ha de ser la més curta possible, amb molt poques pèrdues i, a la vegada, ha de presentar molt bona adaptació d'impedàncies.

En funció de quins siguin els tipus de connectors utilitzats, podem trobar diversos *kits* de calibratge: en N, en SMA, en APC 3.5, APC 7, etc.

Aquest procés de calibratge és força complex ja que es realitzen sis correccions d'errors per compensar els efectes de directivitat i desadaptació dels acobladors direccionals, atenuadors i divisors de potència que s'inclouen en el *test set* de paràmetres S, com també els efectes de connectors, adaptadors i cables.

El procés es complica quan es tracta de mesurar els paràmetres S de dispositius, com ara transistors, díodes o bobines i condensadors. Per fer-ho cal soldar aquests components en un substrat i accedir-hi mitjançant línies de transmissió, normalment *microstrip*.

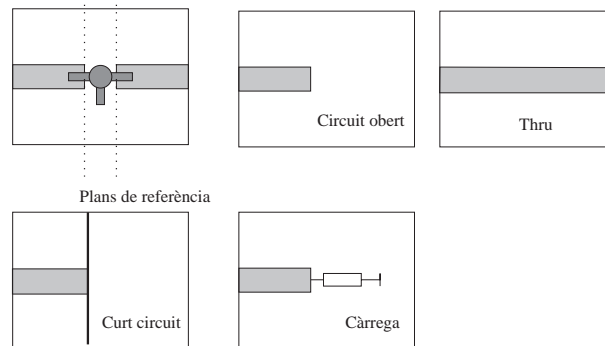


Fig. 5.11 Kit de calibratge en microstrip

L'objectiu és mesurar just en el pla de referència definit pel component, descompensant l'efecte de la llargada de les línies de transmissió que hi accedeixen. En aquest cas no és possible utilitzar un *kit* de calibratge "connectoritzat", tipus SMA, sinó que s'ha de procedir a fabricar un *kit ad hoc* en línia de transmissió format per les tres càrregues i per la línia passant. A la figura 5.11 es representa un *kit* de calibratge fet en línia *microstrip*, adequat per mesurar els paràmetres S d'un transistor.

Un cop calibrat l'analitzador, les mesures que apareixen en pantalla es corresponen ja amb les del pla de referència en què s'ha usat el *kit* de calibratge.

5.8 Exercicis

1. Per al circuit de la figura 5.12, calculeu a la freqüència de 2 GHz el coeficient de reflexió ρ_1

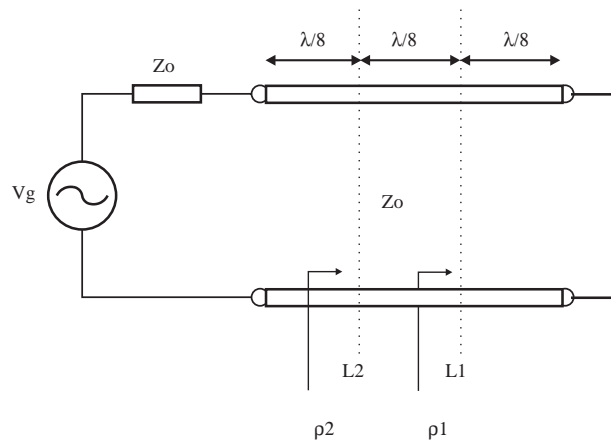


Fig. 5.12

definit en pla de referència L_1 i les seves pèrdues de retorn. Repetir-ho calculant ara el coeficient de reflexió ρ_2 definit en el pla de referència L_2 en funció de l'anterior ρ_1 i les seves pèrdues de retorn.

2. Per al circuit de la figura 5.13, a) calculeu els valors de L i C que adapten la càrrega al generador, a la freqüència d'1 GHz.
- b) Calculeu les pèrdues de retorn en dB, vistes des del generador a les freqüències de 900 MHz, 1 GHz i 1,1 GHz.

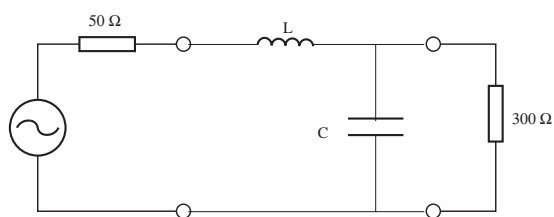


Fig. 5.13

- c) Tenint en compte que els elements de la xarxa adaptadora són ideals (no tenen pèrdues), calculeu per a les tres freqüències anteriors quines són les pèrdues d'inserció del quadripol.
- d) Dibuixeu de forma asimptòtica per a $f > 0$ i per a $f < \infty$, incloent-hi els punts calculats anteriorment per les tres freqüències esmentades, la corba aproximada de les pèrdues d'inserció del quadripol.
3. Per a una línia *microstrip* d'amplada 1,8 mm realitzada sobre un substrat de $h=1,5$ mm, $\epsilon_r=2,2$ i gruix de la capa de coure de $t=35$ μm ,
- a) Calculeu la llargada física de la línia per tal que a la freqüència de 2,4 GHz presenti una longitud de $\lambda/4$.
- b) Si en un extrem d'aquesta línia es connecta una impedància $Z=50+j23$ Ω calculeu la impedància d'entrada de la línia a la freqüència de 2,4 GHz.
4. Un transformador en $\lambda/4$ és un circuit inversor d'impedàncies format per una línia de transmissió de longitud elèctrica 90° i d'impedància característica

$$Z_o = \sqrt{Z_1 Z_2} \quad (5.27)$$

igual a la mitjana geomètrica de les impedàncies Z_1 i Z_2 vistes en els seus extrems.

Per al circuit de l'exercici 2, repetiu l'adaptació d'impedàncies entre la càrrega de 300 Ω i el generador de 50 Ω , però ara utilitzant un transformador en $\lambda/4$.

Compareu els resultats obtinguts respecte als del cas anterior, especialment pel que fa a les pèrdues d'inserció.

5.9 Experiències de laboratori

Les experiències de laboratori consistiran en la realització de mesures de les pèrdues de retorn i les pèrdues d'inserció de dispositius a partir de la utilització de l'analitzador d'espectre amb generador de *tracking*, i un acoblador direccional o pont reflectomètric.

5.9.1 Mesures en transmissió

Utilitzant la configuració de mesura descrita a la figura 5.4, es tracta de mesurar les pèrdues d'inserció d'un atenuador de 10 dB.

En primer lloc, s'elegeix el marge de freqüències de mesura, que estarà condicionat per les prestacions del generador de seguiment que s'utilitzi. Un cop establert aquest marge mitjançant la funció SPAN de l'analitzador, es procedeix a realitzar el calibratge del sistema mesura per compensar les pèrdues introduïdes pels cables, els connectors i les transicions del sistema de connexió. Per fer-ho, s'uniran els extrems dels cables de sortida del generador i d'entrada a l'analitzador amb una transició femella-femella —*thru*— (N o SMA depenent del tipus de connector). Mantinent aquesta connexió es procedirà a fer la normalització actuant sobre el comandament corresponent de l'analitzador; a partir d'aquest moment a la pantalla de l'analitzador ens apareixerà una línia recta en funció de la freqüència, corresponent al valor de 0 dB de pèrdues d'inserció.

A continuació se substitueix el *thru* pel dispositiu que es vol mesurar, en aquest cas, l'atenuador de 10 dB; la mesura que apareixerà en pantalla correspondrà a les pèrdues d'inserció de l'atenuador en funció de la freqüència, un línia recta de valor 10 dB inferior a la línia de 0 dB de referència.

Aquesta mesura es pot repetir ara per a un cable coaxial de 50 Ω per obtenir la seva atenuació en funció de la freqüència.

5.9.2 Mesures en reflexió

A partir de l'esquema de mesura de la figura 5.5 es procedirà a la mesura de les pèrdues de retorn d'un atenuador.

Igual que el cas anterior, un cop establert el marge freqüencial s'ha de procedir al calibratge del sistema, a l'efecte de compensar les pèrdues dels cables, connectors, transicions, i especialment les de l'acoblador direccional o pont reflectomètric. El procediment consisteix ara a connectar un curt circuit en el pla de referència de mesura i actuar sobre el comandament corresponent de l'analitzador per fer la normalització. La línia horitzontal que apareixerà en pantalla es correspondrà amb el valor de referència de 0 dB de les pèrdues de retorn.

Podem comprovar que si desconnectem el curt circuit i el deixem en circuit obert, les pèrdues de retorn continuen essent de 0 dB. En canvi, si connectem ara una càrrega de 50 Ω les pèrdues de retorn seran superiors a 40 dB.

Si ara mesurem les pèrdues de retorn d'un atenuador de 10 dB, deixant el seu extrem lliure en circuit obert, el valor que s'obtindrà serà de 20 dB. Justifiqueu-ho.

Aquestes experiències es poden repetir per a d'altres dispositius, com ara cables coaxials, divisors de potència, etc., amb l'objectiu de familiaritzar l'estudiant en el procés de mesura i calibratge del sistema.

6 Filtres de radiofreqüència

6.1 Objectiu

L'objectiu del tema és introduir els principis bàsics de disseny de filtres de pas banda, a partir de prototipus de pas baix utilitzant transformacions de freqüència i inversors d'impedància.

D'acord amb això, es proposarà el disseny i l'ajust d'un filtre de pas banda d'elements concentrats, utilitzant com a instrument de mesura l'analitzador d'espectre amb generador de seguiment (*tracking*) per poder visualitzar les pèrdues de retorn i d'inserció del filtre.

Finalment es realitzarà una breu descripció d'altres tipus de filtres molt utilitzats en radiofreqüència com són els filtres de cristall de quars i, més recentment, els filtres d'ona acústica superficial o filtres SAW.

6.2 Teoria de disseny de filtres de radiofreqüència

En radiofreqüència i microones, el disseny de filtres amb característiques de pas banda, banda eliminada, pas baix i pas alt es realitza a partir de les propietats obtingudes en *prototipus* de pas baix; aquests prototipus se sintetitzen seleccionant el seu comportament dins de la banda de pas segons sigui amb resposta plana o amb arrissat constant, la qual cosa equival a dir amb característica de Butterworth o de Chebyshev, respectivament.

6.2.1 Característica de Butterworth

Un filtre amb característica de Butterworth presenta una funció de transferència amb comportament *maximalment pla* dins de la seva banda de pas. Això ho podem veure per al cas d'un filtre de pas baix a partir del seu gràfic d'atenuació, en funció de la freqüència angular normalitzada ω' de la figura 6.1.

Matemàticament podem expressar la seva funció de transferència, en aquest cas, l'atenuació L_A del

filtre, en funció de la pulsació normalitzada ω' , de la forma

$$L_A(\omega') = 10 \log \left[1 + \varepsilon \left(\frac{\omega'}{\omega_1} \right)^{2n} \right] \quad (\text{dB}); \quad \text{amb} \quad \varepsilon = \left[\log^{-1} \left(\frac{L_{Ar}}{10} \right) \right] - 1 \quad (6.1)$$

a on n correspon a l'ordre del filtre; en aquesta expressió es defineix el valor màxim de l'atenuació

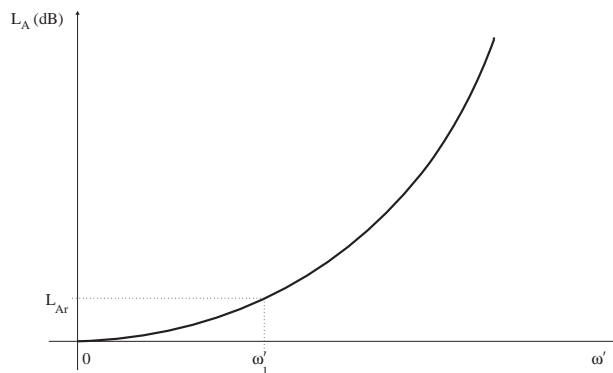


Fig. 6.1 Gràfic de l'atenuació en dB d'un filtre amb característica de Butterworth en funció de la freqüència.

dins de la banda de pas L_{Ar} com el corresponent a la freqüència de tall ω'_1 del filtre. És habitual que L_{Ar} adopti el valor de 3 dB —meitat de potència— encara que es pot definir de forma arbitrària.

Aquesta resposta es pot sintetitzar a partir d'una xarxa d'elements concentrats reactius —sense pèrdues— i amb un nombre d'elements igual a l'ordre n del filtre.

A la figura 6.2 es representen els gràfics de l'atenuació de diversos filtres de pas baix en funció de la freqüència, parametritzats segons l'ordre n del filtre. Convé assenyalar que l'eix de freqüències està normalitzat a la freqüència angular de tall ω'_1 segons l'expressió

$$\left| \frac{\omega'}{\omega_1} \right| - 1 \quad (6.2)$$

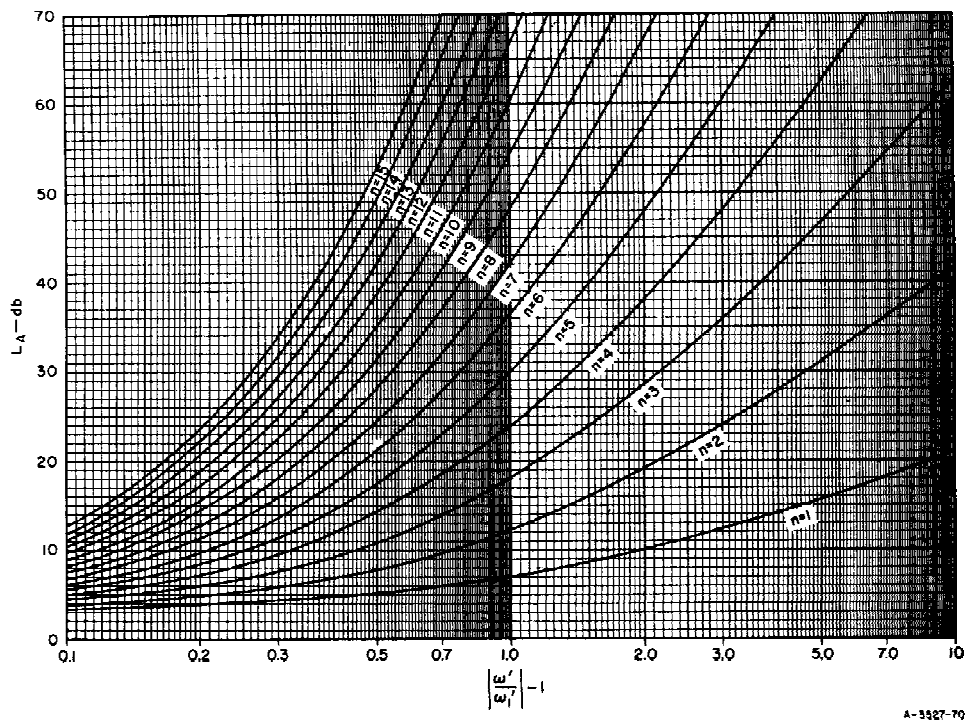


Fig. 6.2 Característiques d'atenuació de filtres de Butterwooth per a diferents ordres, i per ω_1 , definida a 3 dB [8].

i, a la vegada, aquesta està definida per a una atenuació L_{Ar} de 3 dB.

6.2.2 Característica de Chebyshev

Un filtre amb característica de Chebyshev presenta una funció de transferència amb *arissat constant* dins de la banda de pas.

A la figura 6.3 podem veure aquest comportament per al cas d'un filtre de pas baix.

Matemàticament, l'atenuació L_A la podem expressar a partir de les equacions següents:

$$L_A(\omega') = 10 \log \left\{ 1 + \varepsilon \cos^2 \left[n \arccos \left(\frac{\omega'}{\omega_1} \right) \right] \right\}, \quad \text{per } \omega' \leq \omega_1$$

$$L_A(\omega') = 10 \log \left\{ 1 + \varepsilon \cosh^2 \left[n \cosh^{-1} \left(\frac{\omega'}{\omega_1} \right) \right] \right\}, \quad \text{per } \omega' \geq \omega_1 \quad (6.3)$$

$$\text{essent } \varepsilon = \left[\log^{-1} \left(\frac{L_{Ar}}{10} \right) \right] - 1$$

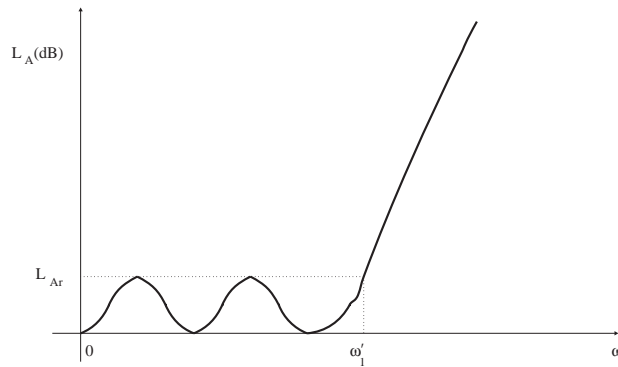


Fig. 6.3 Gràfic de l'atenuació en dB d'un filtre amb característica de Chebyshev en funció de la freqüència.

En aquest cas, la freqüència angular de tall ω_1' es defineix just en el punt en què s'acaba l'arissat constant i, per tant, no és la de 3 dB que habitualment es defineix per al cas de Butterworth; L_{Ar} és el valor màxim de l'atenuació dins de la banda de pas. Igual que en el cas anterior, aquesta característica es pot sintetitzar a partir d'una xarxa de n elements concentrats reactius, a on el valor de n correspon a l'ordre del filtre.

A la figura 6.4 es representen gràfics de l'atenuació en funció de la freqüència per al cas de tenir un arissat de 0,1 dB en la banda de pas, i per a diversos ordres del filtre. Igual que abans, l'eix de freqüències està normalitzat a la pulsació de tall ω_1' d'acord amb l'expressió

$$\left| \frac{\omega'}{\omega_1} \right| - 1 \quad (6.4)$$

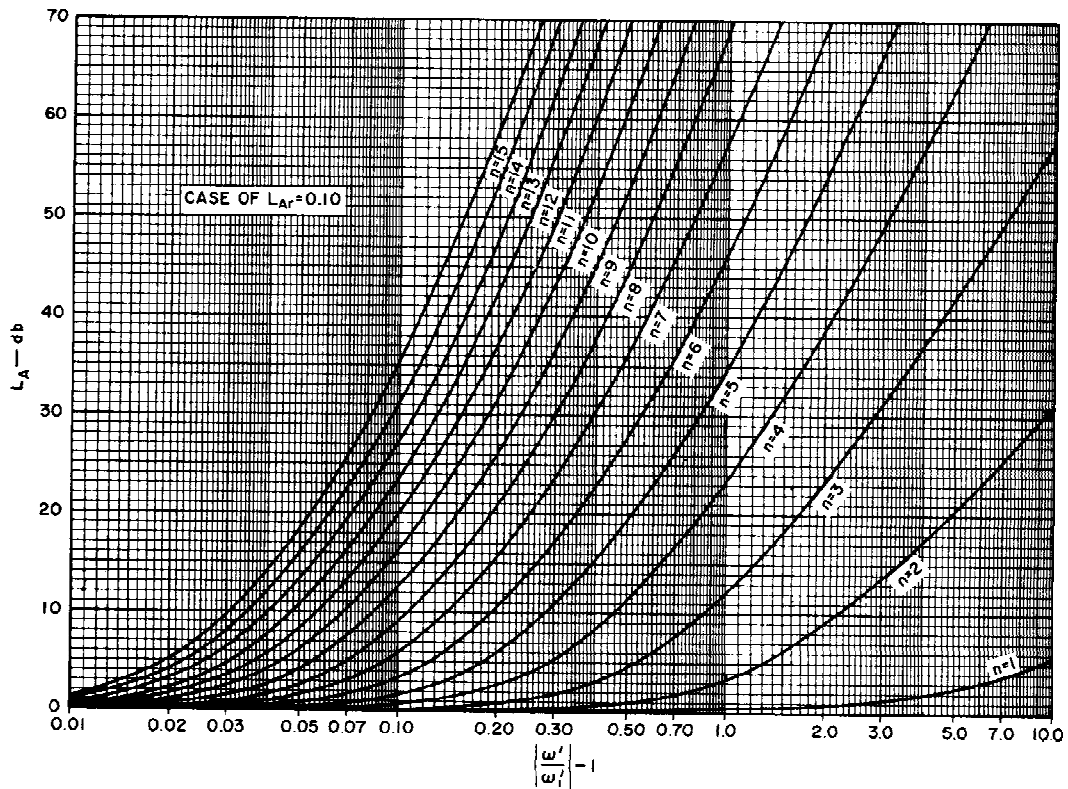


Fig. 6.4 Característiques d'atenuació de filtres de Chebyshev en arissat constant de 0,1 dB per a diferents valors de n [8].

Aquests gràfics ens permetran determinar l'ordre del filtre necessari per tenir un valor concret d'atenuació a una freqüència específica. Per exemple, si volem tenir una atenuació més gran de 30 dB a la freqüència normalitzada de 0,1, és necessari utilitzar un filtre d'ordre 14 o superior.

Finalment, si es comparen les característiques dels filtres de Butterworth amb les de Chebyshev es troba que en aquests darrers la característica d'atenuació és més abrupta fora de la banda de pas a igualtat d'ordre dels filtres; això fa que en aplicacions de radiofreqüència s'utilitzi preferentment la característica de Chebyshev enfront de la de Butterworth, tot i que presenta un arissat constant d'atenuació dins de la banda de pas.

6.2.3 Definició dels elements del prototipus de pas baix

L'estructura del prototipus de pas baix obtingut a partir d'una de les dues característiques anteriors és la que s'indica a la figura 6.5.

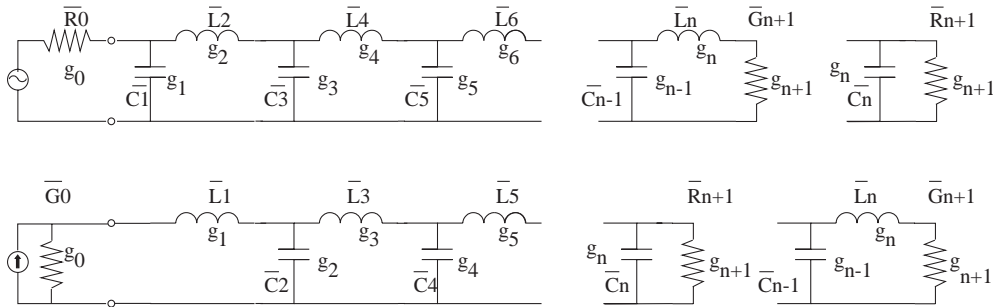


Fig. 6.5 Definició dels prototipus de pas baix.

Es poden obtenir dues estructures diferents depenent de si es comença amb condensador en paral·lel o en bobina en sèrie, segons tinguin un generador de tensió o de corrent, respectivament, però obtenint sempre la mateixa característica.

Ambdues estructures són duals, i en elles els coeficients g_k són els que assignen els valors normalitzats dels elements del filtre.

Observant la figura 6.5 es dedueix que

$$g_k|_{k=1..n} = \begin{cases} \text{inductància de la bobina en sèrie} \\ \text{capacitat del condensador en paral·lel} \end{cases} \quad (6.5)$$

estant tots els elements normalitzats per tal que $g_0=1$ i que $\omega_1'=1$. En conseqüència, si volem canviar el nivell d'impedància de referència i de freqüència angular de tall a R_0 i ω_1 , respectivament, llavors s'ha de desnormalitzar utilitzant les expressions següents:

$$g_0 = \begin{cases} \text{resistència del generador, si } g_1 = \bar{C}_1 \\ \text{conductància del generador, si } g_1 = \bar{L}_1 \end{cases} \quad g_{n-1} = \begin{cases} \text{resistència de la càrrega, si } g_n = \bar{C}_n \\ \text{conductància de la càrrega, si } g_n = \bar{L}_n \end{cases} \quad (6.6)$$

$$\begin{aligned} R &= \frac{R_o}{R_o} \cdot \bar{R} ; & G &= \frac{G_o}{G_o} \cdot \bar{G} ; \\ L &= \frac{R_o}{R_o} \cdot \frac{\omega'_1}{\omega_1} \cdot \bar{L} = \frac{\bar{G}_o}{G_o} \cdot \frac{\omega'_1}{\omega_1} \cdot \bar{L} ; & (6.7) \\ C &= \frac{\bar{R}_o}{R_o} \cdot \frac{\omega'_1}{\omega_1} \cdot \bar{C} = \frac{G_o}{\bar{G}_o} \cdot \frac{\omega'_1}{\omega_1} \cdot \bar{C} ; \end{aligned}$$

ara bé, com que normalment s'agafa $\bar{R}_0 = g_0 = 1$, ($\bar{G}_0 = g_0 = 1$) i $\omega' = 1$, les equacions anteriors queden simplificades de la manera següent:

$$\begin{aligned} R &= R_o \cdot \bar{R} ; & G &= G_o \cdot \bar{G} ; \\ L &= R_o \cdot \frac{1}{\omega_1} \cdot \bar{L} = \frac{1}{G_o} \cdot \frac{1}{\omega_1} \cdot \bar{L} ; & C &= \frac{1}{R_o} \cdot \frac{1}{\omega_1} \cdot \bar{C} = G_o \cdot \frac{1}{\omega_1} \cdot \bar{C} ; \end{aligned} \quad (6.8)$$

Per exemple, si tenim un prototipus de pas baix en què s'ha obtingut, per una resistència \bar{R}_0 d'1 Ω i per a una freqüència de tall $\omega'_1 = 1$, uns valors de condensador de 0,5 i de bobines de 0,34; si es vol escalar per a una freqüència de tall de 10 MHz i una resistència de normalització de 50 Ω , es tindrà que $C = (0,5/50/2\pi 10^7) = 159,2$ pF, i per a les inductàncies que $L = (0,34 \cdot 50/2\pi 10^7) = 270,6$ nH.

6.2.4 Càlcul dels elements del prototipus de pas baix

Els valors del coeficients g_k per al cas de comportament maximalment pla o d'arissat constant en la banda de pas es troben tabulats a la bibliografia, i també en aplicacions informàtiques que els calculen. La formulació a partir de la qual s'obtenen els valors dels coeficients és la següent:

a) *Butterwooth*

$$\begin{aligned} L_{Ar} &= 3 \text{ dB} ; & \omega'_1 &= 1 ; & g_o &= 1 \\ g_k &= 2 \sin \left[\frac{2(k-1)\pi}{2n} \right], & k &= 1, \dots, n & (6.9) \\ g_{n-1} &= 1 \end{aligned}$$

b) Chebyshev

$$\begin{aligned}
 \omega'_1 = 1 ; \quad \beta &= \ln \left[\coth \left(\frac{L_{Ar}}{17.37} \right) \right] ; & a_k &= \sin \left(\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right), \quad k=1,2,\dots,n ; \\
 \gamma &= \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right) ; & b_k &= \gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{k\pi}{n} \right), \quad k=1,2,\dots,n ; \\
 g_o = 1 ; & g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} ; & g_k &= \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}}, \quad k=2,3,\dots,n ; \\
 g_{n-1} = 1, & \text{ per a } n \text{ imparell} ; & g_{n-1} &= \coth^2 \left(\frac{\beta}{4} \right), \quad \text{per a } n \text{ parell}
 \end{aligned} \tag{6.10}$$

El disseny es pot simplificar si es té en compte que el filtre és simètric per a n imparell; en aquest cas, els coeficients $g_0, g_1, \dots, g_{(n-1)/2}$ són idèntics als coeficients $g_{n+1}, g_n, \dots, g_{(n-1)/2+2}$, respectivament.

Finalment s'ha de remarcar que aquest procediment de disseny només és vàlid per a un filtre doblement adaptat, és a dir, acabat amb la resistència del generador i la de càrrega. Val a dir que segons sigui l'aplicació, pot ser convenient dissenyar un filtre que només tingui un acabament resistiu en un dels seus extrems; aquest és el cas dels *diplexors* o *filtres complementaris*, filtres que presenten una entrada i dues sortides, una de pas alt i l'altra de pas baix, però ambdues amb la mateixa freqüència de tall; el procediment de disseny que s'hauria d'aplicar seria diferent de l'anterior quant a la formulació, però similar quant al concepte.

6.2.5 Inversors d'impedància

El que s'ha fet fins ara ha estat el disseny de filtres de pas baix alternant l'ús de condensadors i bobines; més endavant, quan s'estudiï l'aplicació de la transformació de freqüències de pas baix a pas banda, es veurà que cada element es desdoblarà en dos i, per tant, es duplicarà el nombre d'elements, factor que pot complicar l'ajust del filtre; pot ser convenient reduir les variables del problema, intentant obtenir una estructura de filtre de pas baix que faci ús d'una única mena de components, o tot bobines o tot condensadors. Això s'aconsegueix fent ús dels *inversors d'impedància* o *d'admitància*.

Un inversor d'impedància opera de forma similar a una línia de transmissió de longitud $\lambda/4$ i d'impedància característica $Z_o=K$, tal com s'indica a la figura 6.6. Si en un extrem de la línia connectem una impedància Z_b , la impedància Z_a que veurem a l'altre extrem serà

$$Z_a = \frac{Z_o^2}{Z_b} = \frac{K^2}{Z_b} \tag{6.11}$$

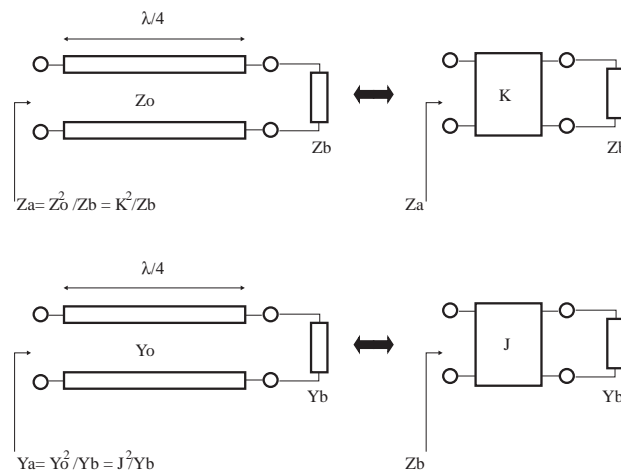


Fig. 6.6 Inversors d'impedància i d'admitància utilitzant línies de transmissió.

si ho fem per una línia d'admitància característica $Y_o=J$, trobarem que per a una càrrega Y_b l'admitància a l'entrada serà

$$Y_a = \frac{Y_o^2}{Y_b} = \frac{J^2}{Y_b} \quad (6.12)$$

D'aquesta forma, un inversor ideal d'admitància o d'impedància realitza aquesta operació, i es representa segons s'indica a la figura 6.6. A la figura 6.7 es veuen circuits equivalents que fan ús dels inversors.

Si ara apliquem els inversors a l'anterior circuit de pas baix després de les transformacions oportunes que es poden trobar a la bibliografia, obtindrem el circuit de la figura 6.8, amb els valors dels inversors de la forma

$$K_{01} = \sqrt{\frac{R_A \cdot L_{01}}{g_0 \cdot g_1}} ; \quad K_{k,k-1} \Big|_{k=1, \dots, n-1} = \sqrt{\frac{L_{ak} \cdot L_{a(k-1)}}{g_k \cdot g_{k-1}}} ; \quad K_{n,n-1} = \sqrt{\frac{L_{an} \cdot R_B}{g_n \cdot g_{n-1}}} \quad (6.13)$$

$$J_{01} = \sqrt{\frac{G_A \cdot C_{01}}{g_0 \cdot g_1}}; \quad J_{k,k-1} \Big|_{k=1, \dots, n-1} = \sqrt{\frac{C_{ak} \cdot C_{a(k-1)}}{g_k \cdot g_{k-1}}}; \quad J_{n,n-1} = \sqrt{\frac{C_{an} \cdot G_B}{g_n \cdot g_{n-1}}} \quad (6.14)$$

Els avantatges principals que la utilització dels inversors comporta són la reducció del filtre a un únic tipus d'element reactiu i el grau de llibertat de poder triar lliurement els valors dels components L o C compensant-ho amb els valors dels inversors K i J.

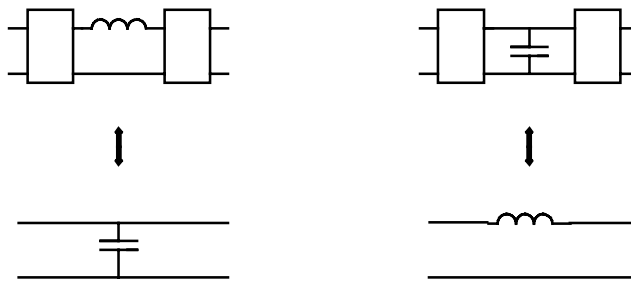


Fig. 6.7 Equivalències de circuits utilitzant inversors d'impedància/admitància.

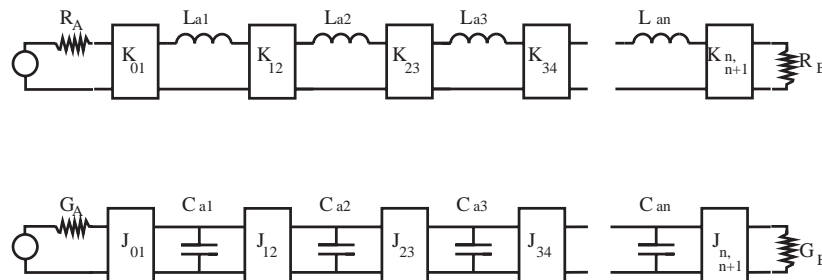


Fig. 6.8 Prototipus de pas baix amb inversors d'impedància/admitància.

6.2.6 Transformació de freqüències de pas baix → pas banda

Un cop dissenyat el prototipus de pas baix es tracta no tan sols d'escalar-ho en freqüència —*es mantindria el comportament de pas baix*— sinó d'aplicar una transformació de freqüències capaç de generar una característica de pas banda.

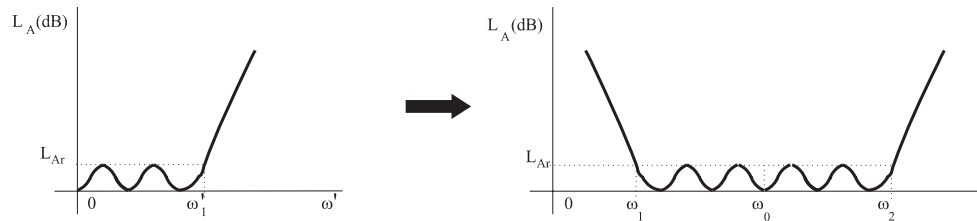


Fig. 6.9 Transformació de freqüències: pas baix -> pas banda.

La transformació que habitualment s'utilitza, no essent l'única, és la següent:

$$\frac{\omega'}{\omega_1} = \frac{1}{W} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \quad (6.15)$$

en què W és l'amplada de banda relativa definida com

$$W = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_o}, \quad \text{i amb} \quad \omega_o = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} \quad (6.16)$$

En aplicar aquesta transformació de freqüències sobre els elements del prototipus de pas baix de la figura 6.5, aquests individualment es transformen segons s'indica a la figura 6.10.

Per tant, s'arriba a l'estructura de filtre de pas banda de la figura 6.11, en què es compleix, per a les subestàncies dels ressonadors en sèrie que

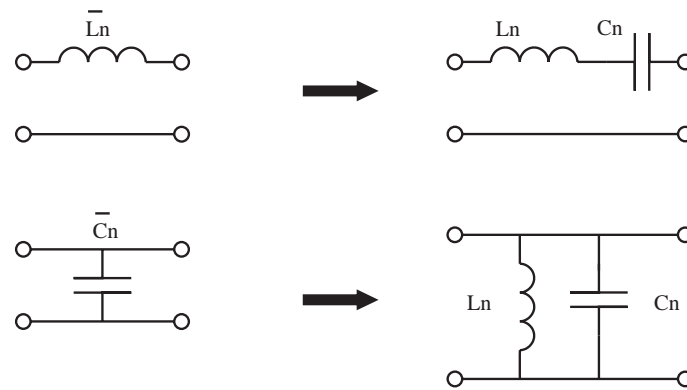


Fig. 6.10 Transformació de pas baix/pas banda. Desdoblament dels elements del prototipus.

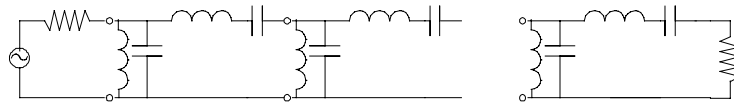


Fig. 6.11 Prototipus de pas banda.

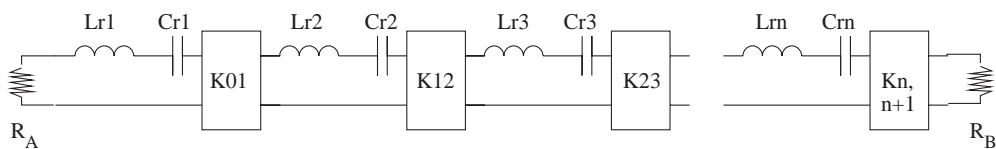


Fig. 6.12 Prototipus de pas banda amb inversors d'impedància.

$$B_j = \omega_o C_j = \frac{1}{\omega_o L_j} = \frac{\omega_1' g_i}{W} \quad (6.17)$$

i per a les reactàncies dels ressonadors en paral·lel es té que

$$X_k = \omega_o L_k = \frac{1}{\omega_o C_k} = \frac{\omega_1' g_k}{W} \quad (6.18)$$

Si aquesta transformació s'aplica sobre el prototipus de pas baix fet amb inversors d'impedància, s'arriba al circuit de la figura 6.12, en què només hi ha ressonadors en sèrie; si ho féssim sobre el d'inversors d'admitància, arribaríem a obtenir el dual amb ressonadors en paral·lel.

El problema és veure com es poden fer aquests inversors. Una possibilitat és fer-los amb línies de transmissió en $\lambda/4$, però la dificultat que plantegen és que només són inversors a la freqüència de ressonància de la línia. Una altra manera de fer-los és utilitzant els circuits amb inductàncies i capacitats *negatives* de la figura 6.13.

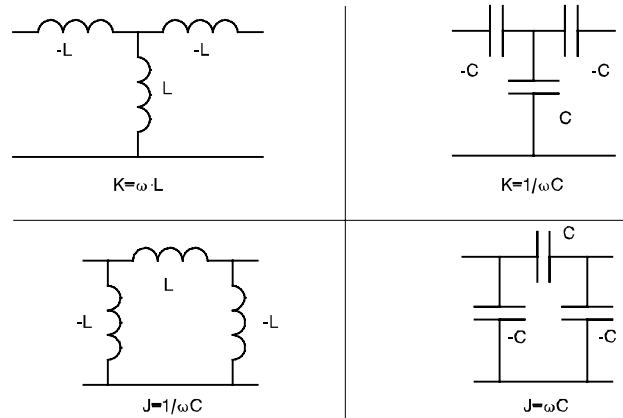


Fig. 6.13 Realització dels inversors d'impedància amb elements concentrats.

Ara bé, com podem obtenir aquests valors negatius?

La resposta és que no cal obtenir-los. Si substituïm els inversors per aquests circuits dins del filtre de pas banda, veurem que els valors negatius queden compensats en fer els equivalents en sèrie o en paral·lel amb la resta de components positius, i finalment s'obté l'estructura de la figura 6.14, estructura que ja és realitzable.

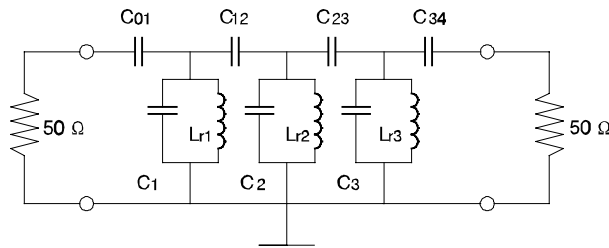


Fig. 6.14 Estructura del filtre de pas banda realitzable.

Un cop s'ha fet la transformació de pas baix a pas banda, són múltiples les estructures de filtre que es poden realitzar; l'enginyer ha de triar per a cada aplicació la més convenient, atenent la viabilitat de l'estructura proposada, pèrdues d'inserció, pèrdues de retorn, fabricació, ajust, etc.

6.2.7 Estructura de filtre de pas banda amb elements concentrats

L'estructura de la figura 6.14 és la que utilitzarem en aquesta experiència de laboratori, ja que amb elements concentrats és possible dissenyar filtres a centenars de MHz. En aquest cas, els valors dels condensadors físics $C_{1...n}$ que col·locarem en els ressonadors correspondran als valors del condensador original C_i menys les capacitats dels condensadors que actuen d'inversors, és a dir,

$$\begin{aligned} C_1 &= C_{r1} - C_{01} - C_{12} \\ C_2 &= C_{r2} - C_{12} - C_{23} \\ C_n &= C_{rn} - C_{n-1,n} - C_{n,n-1} \end{aligned} \quad (6.19)$$

Per al disseny de la resta d'elements hem de començar triant els valors de les inductàncies L_r que ens facin viable el filtre; triats aquests valors tindrem el següent:

$$C_{rj}|_{j=1, \dots, n} = \frac{1}{L_{rj} \omega_0^2} ; \quad (6.20)$$

$$J_{01} = \sqrt{\frac{G_A \omega_0 C_{r1} W}{g_0 g_1 \omega_1}} ; \quad J_{jj-1}|_{j=1, \dots, n-1} = \frac{W \omega_0}{\omega_1} \sqrt{\frac{C_{rj} C_{rj-1}}{g_j g_{j-1}}} ; \quad J_{n,n-1} = \sqrt{\frac{G_B \omega_0 C_{rn} W}{g_n g_{n-1} \omega_1}}$$

llavors, per als condensadors d'acoblament s'obté

$$C_{01} = \frac{J_{01}}{\omega_0 \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{J_{01}}{G_B}\right)^2}} ; \quad C_{jj-1}|_{j=1, \dots, n-1} = \frac{J_{jj-1}}{\omega_0} ; \quad C_{n,n-1} = \frac{J_{n,n-1}}{\omega_0 \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{J_{n,n-1}}{G_B}\right)^2}} ; \quad (6.21)$$

i finalment, per als condensadors dels ressonadors

$$C_1 = C_{r1} - C_{01}^e - C_{12} ; \quad C_j|_{j=2, \dots, n-1} = C_{rj} - C_{j-1,j} - C_{j,j-1} ; \quad C_n = C_{rn} - C_{n-1,n} - C_{n,n-1}^e ;$$

$$C_{01}^e = \frac{C_{01}}{1 + \left(\frac{\omega_0 \cdot C_{01}}{G_A}\right)^2} ; \quad C_{n,n-1}^e = \frac{C_{n,n-1}}{1 + \left(\frac{\omega_0 \cdot C_{n,n-1}}{G_B}\right)^2} \quad (6.22)$$

En el cas que aquesta estructura de filtre es vulgui utilitzar per a amplades de banda més grans, ($\omega_2/\omega_1 > 1,05$), és convenient utilitzar aquesta transformació de freqüències en comptes de l'anterior

$$\frac{\omega'}{\omega_1} = \left| \frac{2 - \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{1}{2 - \frac{\omega_0}{\omega}}}{2 - \frac{\omega_0}{\omega_2} - \frac{1}{2 - \frac{\omega_0}{\omega_2}}} \right| \quad (6.23)$$

i en aquest cas es defineix la freqüència central com

$$\omega_0 = \omega_1 + \omega_2 - \sqrt{(\omega_2 - \omega_1)^2 + \omega_1 \cdot \omega_2} \quad (6.24)$$

i l'amplada de banda definida de la forma

$$W = \left(\frac{\omega_0}{\omega_1} - \frac{\omega_0}{\omega_2} \right) \quad (6.25)$$

6.3 Filtres SAW i de cristall

Les propietats piezoelèctriques dels cristalls de quars són aplicables no tan sols al disseny d'oscil·ladors sinó també al disseny de filtres. Les seves característiques de circuit ressonant es poden fer servir com a filtre per permetre la transmissió del senyal del generador cap a la càrrega només a la freqüència de ressonància.

Amb cristalls de quars es poden construir filtres d'amplades de banda molt estretes, i amb Q més elevats que no pas amb el seu equivalent LC; habitualment estan constituïts per diversos cristalls, tots encapsulats en un mateix contenidor, amb la finalitat de poder reunir unes característiques de pas banda determinades.

Comercialment podem trobar filtres de cristall en marges de freqüències des dels kHz fins al voltant dels 300 MHz, amb amplades de banda relatives del 0,001 % al 2 %, per a aplicacions diverses de radiofreqüència i microones, però molt especialment com a filtre supressor de banda lateral en els moduladors de SSB.

Les característiques de pas banda acostumen a ser de Chebyshev o amb fase lineal, amb ordres de 2 a 10, i pèrdues d'inserció d'uns 6 dB. Aplicacions més usuales les trobem en les cadenes de FI dels receptors d'AM i de FM, normalitzades a 455 kHz i 10,7 MHz, respectivament, o també en aplicacions de radiotelefonia mòbil amb canalitzacions estàndards de 12,5 kHz i 50 kHz.

Els filtres d'ona acústica superficial —*surface acoustic wave (SAW)*— són de desenvolupament més recent que els de cristall de quars, i consisteixen en dos transductors situats sobre un substrat piezoelèctric (Fig. 6.15); cada transductor està format per una xarxa d'elèctrodes que es connecten al generador i a la càrrega; en aplicar el senyal del generador a l'elèctrode corresponent, aquest excita una ona acústica que es propaga pel substrat i arriba a l'altre elèctrode que la converteix en senyal elèctric aplicat a la càrrega.

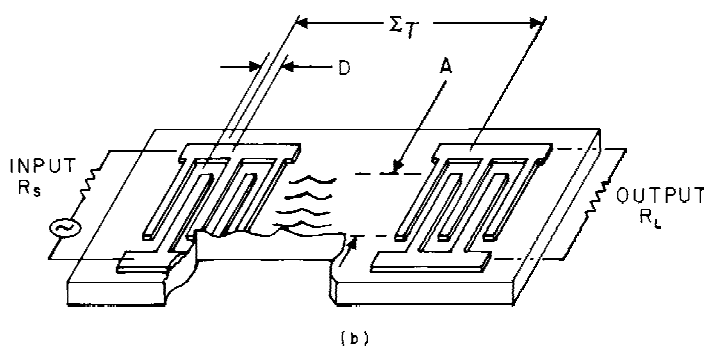


Fig. 6.15 Representació esquemàtica del funcionament d'un filtre SAW.

Aquest tipus de filtre és inherentment de fase lineal, i no és necessària cap mena de compensació del retard de grup; per tant, són molt adequats en les etapes de FI de televisió. Són de mida reduïda amb pèrdues d'inserció elevades, de l'ordre dels 25 dB, encara que presenten unes transicions molt abruptes.

A tall d'exemple, podem veure les característiques del filtre BP-70-10,000-1.50-176 d'Andersen Laboratories (Fig. 6.16); es tracta d'un filtre de pas banda per a radioenllaços en FM, que presenta una freqüència central de 70 MHz, pèrdues d'inserció de 23 dB, linealitat de fase de $\pm 3^\circ$ i les amplitudes de banda següents:

- a 1 dB, 10 MHz
- a 3 dB, 11,2 MHz
- a 40 dB, 14,4 MHz

a on es pot veure que a 4,4 MHz de la freqüència central ja s'ha obtingut una atenuació de 40 dB.

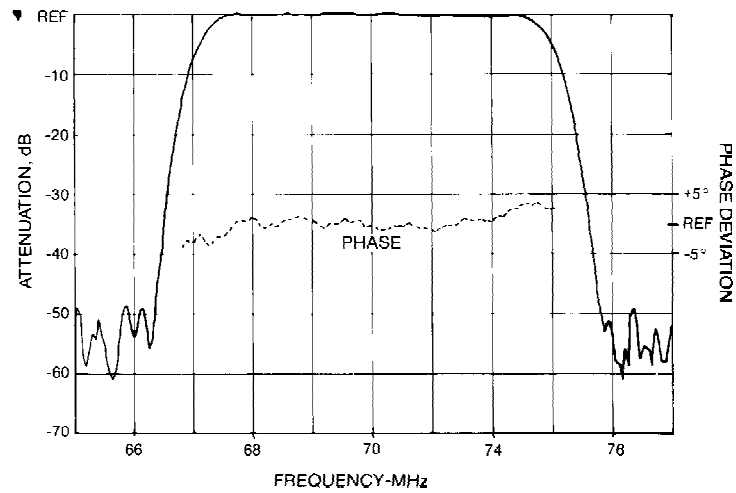


Fig. 6.16 Característiques del filtre SAW BP-70-10,000-1.50-176 d'Andersen Laboratories.

Es poden trobar filtres SAW comercials cobrint marges dels 25 al 400 MHz per a moltes d'aplicacions, tant comercials com professionals. Tot i que en principi les pèrdues d'inserció són molt elevades i fan necessària la utilització d'amplificadors, el seu volum reduït i la gran selectivitat els fan gairebé insubstituïbles.

6.4 Exercicis

Dissenyu un filtre de pas banda amb les especificacions següents:

- Característica de Chebyshev.
- Filtre de 3r ordre.
- Arrissat a la banda de pas: 0,1 dB
- Freqüència central: 100 MHz
- Amplada de banda relativa: 10 %

Obteniu els valors de tots els elements del circuit indicats a la figura 6.14; per al cas de les inductàncies es calcularan les seves dimensions físiques utilitzant fil de coure de 0,3 mm de diàmetre, a partir de l'equació 4.26.

Se seleccionaran adequadament els valors de les bobines i els condensadors a fi d'obtenir valors

realitzables. Els càlculs es poden simplificar si es té en compte la simetria de l'estructura del filtre.

6.5 Treball de laboratori

El treball de laboratori consisteix en el muntatge, l'ajust i la mesura de les pèrdues de retorn i d'inserció del filtre calculat anteriorment.

En el circuit imprès es soldaran els components que s'han calculat. S'ha de tenir en compte de fer les connexions tan curtes com sigui possible i d'evitar els acoblaments entre les bobines dels ressonadors.

L'ajust del filtre es realitzarà mesurant les pèrdues de retorn a l'entrada, tenint connectada una càrrega de 50Ω a la sortida (mesura del paràmetre S11). Per fer-ho, s'utilitzarà l'analitzador d'espectres amb generador de *tracking* i fent servir el pont reflectomètric.

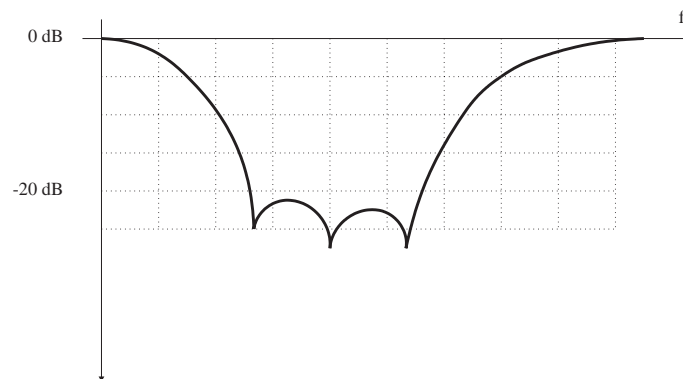


Fig. 6.17 Pèrdues de retorn d'un filtre de Chebyshev de 3r. ordre.

Prèviament s'ha de calibrar, connectant un curt en el pont reflectomètric i polsant la tecla NORM de l'analitzador. Abans s'haurà seleccionat un SPAN de 100 MHz amb una freqüència central també de 100 MHz.

El filtre s'ajustarà de forma que s'obtinguin unes pèrdues de retorn inferiors als 18 dB dins de la banda de pas, i amb els tres pics d'adaptació corresponents a un Chebyshev de tercer ordre, tal i com s'indica a la figura 6.15.

Un cop ajustat, en mesurarem les pèrdues d'inserció, connectant-lo sense el pont reflectomètric i

mesurant l'atenuació en la banda de pas i en la banda atenuada, especialment per a les freqüències de 70 MHz i 200 MHz.

Finalment, es pot comprovar l'efectivitat del filtre en connectar-hi el senyal procedent d'una antena de banda ampla, de tipus discon. Primer es mesurarà el senyal rebut i després s'hi inserirà el filtre de pas banda acabat d'ajustar i se'n observarà l'efecte discriminador.