



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH

Escola d'Enginyeria de Telecomunicació
i Aeroespacial de Castelldefels

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

L'ANALITZADOR D'ESPECTRE DE RF

Pràctica de Laboratori no. 1.

Jordi Berenguer i Sau
Departament de Teoria del Senyal i Comunicacions

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

1. OBJECTIU.

L'objectiu de la pràctica és fer una primera aproximació a l'analitzador d'espectre com a instrument de mesura de gran versatilitat en aplicacions de RF. S'introduiran de forma progressiva els seus principals comandaments a partir de la mesura de senyals reals.

2. UTILITZACIÓ SIMPLIFICADA DE L'ANALITZADOR D'ESPECTRE

Connectarem a l'entrada de l'analitzador d'espectre el senyal procedent d'un sintetitzador de freqüències que es distribueix per la xarxa instal·lada en el laboratori.

El senyal pot ser un to pur o, segons els casos, podrà estar modulats en amplitud o freqüència, i sobre ell s'aniran introduint els diversos comandaments i funcions de l'analitzador d'espectre, agrupats de la forma següent:

2.1. Lectures de potència

En aquest bloc es tracta de veure la influència dels comandaments de *nivell de referència*, *selecció d'escala vertical*, *atenuador d'entrada* i *unitats* sobre la mesura de potència del senyal que es representa en pantalla.

La pantalla presenta una quadrícula de 10 x 10 divisions, escalada verticalment en potència i horitzontalment en freqüència. El *nivell de referència*, habitualment expressat en dBm, fixa el valor de potència corresponent a la part superior de la quadrícula; les lectures de potència es realitzen sobre aquesta escala, restant del valor del nivell de referència la distància existent, calibrada en dB, entre el màxim del senyal i la part superior de la quadrícula; el nivell de referència es pot modificar mitjançant el teclat o la botonera de l'analitzador. El comandament d'*escala vertical* ens permet seleccionar el valor de les divisions verticals, alguns valors habituals són 10 dB, 2 dB i 1 dB per divisió.

El comandament d'*atenuador d'entrada* serveix per fixar el valor mínim que tindrà l'atenuador intern de l'analitzador, que recordem que és el primer subsistema de la cadena receptora. De fet, en actuar sobre el nivell de referència, és habitual que l'analitzador canviï automàticament el valor de l'atenuador d'entrada; és evident que si augmentem el nivell de referència, el valor de l'atenuador s'ha d'incrementar. Ara bé, quan es disminueix el valor del nivell de referència, l'atenuador també va disminuint de valor fins arribar al valor predeterminat pel comandament anterior; això serveix, entre d'altres coses, per evitar que un excés de senyal d'entrada pugui malmetre el primer mesclador de l'analitzador i, al mateix temps, evita que aquest treballi en saturació i generi harmònics i productes d'intermodulació que falsegin la mesura en pantalla. També s'ha de dir que la indicació del nivell de referència té en compte la posició de l'atenuador d'entrada, i no s'hi ha de fer cap mena de correcció.

En els analitzadors d'Agilent CSA, per evitar que en pantalla aparegui la indicació **OVER RANGE**, que significa que l'analitzador està distorsionant i que la mesura que apareix en pantalla és incorrecta, cal tenir sempre activada la funció **AUTO RANGE** que es troba en el menú d'**AMPLITUDE**.

*Over Range: Indicates that the attenuation and preamp (if installed) settings are supplying too much power to the detector. Distortion may result. Set **Auto Range** (On) to clear.*

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

Finalment, i segons el model d'analitzador, és possible canviar les unitats de mesura en pantalla i passar dels dBm als mW, o bé als dB μ V o mV, obtinguts aquests darrers a partir de la potència mesurada sobre la impedància d'entrada de l'analitzador, habitualment de 50 Ω . Alguns models permeten emmagatzemar el factor d'antena i representar en pantalla directament valors de camp elèctric en V/m.

2.2. Lectures de freqüència

En aquest bloc es tractarà de veure la influència dels comandaments de *freqüència central*, *span*, *amplada de banda de resolució (RBW)*, *filtre de vídeo* i *temps d'escombratge* sobre la mesura de freqüència del senyal que es representa en pantalla.

La *freqüència central* ens indica el valor corresponent al centre de la quadrícula, i s'obté la freqüència del senyal representat en pantalla a partir de la mesura de la seva distància respecte d'aquest.

El comandament de *span* ens diu quin és el marge de freqüències d'abast de la quadrícula; per exemple, un *span* de 100 MHz amb una quadrícula de 10 divisions ens diu que cada divisió horitzontal equival a 10 MHz. En altres aparells, en comptes del *span* es defineix la freqüència de *start* i la de *stop*, que equivalen als valors freqüencials dels extrems esquerre i dret de la quadrícula. És evident que el valor de *span* conjuntament amb el de la freqüència central, permeten establir una referència precisa de freqüència sobre la retícula de la pantalla de l'analitzador.

El *filtre de resolució*, és com ja s'ha dit, l'últim filtre abans de la detecció i és qui determina el nivell de soroll i la capacitat de resoldre de l'analitzador. Es pot observar fàcilment que si modifiquem en una dècada la seva amplada de banda, el terra de soroll observat en pantalla es modificarà en uns 10 dB. Per avaluar la seva capacitat de resolució, es pot aplicar a l'entrada de l'analitzador un senyal AM amb una freqüència de moduladora de 10 kHz; si l'amplada de banda del filtre de resolució és inferior a 10 kHz es podran discriminar en pantalla les bandes laterals del senyal AM; si, al contrari seleccionem una amplada de banda més gran, aquestes quedaran "integrades" amb la portadora.

El *filtre de vídeo* és un filtre de postdetecció que té la funció de suavitzar la representació en pantalla, però no pot reduir el nivell de potència de soroll ni augmentar la resolució de la mesura. Té la seva utilitat a l'hora de fer mesures de soroll, ja que permet fer la mitjana dels pics positius i negatius de soroll i quedar-se amb una visualització del seu valor mitjà.

Finalment, vinculat amb els anteriors s'ha de fer esment del *temps d'escombratge*, expressat en s/div, que correspon al temps que tarda el feix a desplaçar-se per la pantalla. El temps mínim d'escombratge és determinat per les amplades de banda dels filtres de resolució i de vídeo: com més estrets siguin aquestes amplades de banda, més gran haurà de ser el temps d'escombratge per tal de garantir que la mesura sigui correcta. En la majoria dels moderns analitzadors, aquest temps d'escombratge es fixa de forma automàtica i no es pot canviar. Aquest temps d'escombratge correspon a la velocitat amb què fem variar la freqüència del primer oscil·lador local de l'analitzador dins dels límits del *span* seleccionat.

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

2.3. Visualització d'espectres de senyals sinusoidals

Per practicar la utilització dels comandaments de la secció anterior es pot utilitzar el senyal sinusoidal procedent d'un sintetitzador de freqüències amb capacitat de modulació en AM i FM. En primer lloc, utilitzant un to sense modular, se'n pot variar el nivell de potència, passant d'un valor situat a l'entorn dels 10 dBm a valors de -40 dBm, per posar de manifest la importància del filtre de resolució a fi de reduir el nivell de potència de soroll i poder "extreure'n" el senyal.

Utilitzant una modulació d'AM de baix índex de modulació es pot fer simultàniament una mesura temporal d'aquest senyal amb un oscil·loscopi i una mesura freqüencial; l'objectiu és posar de manifest que per a índexs de modulació petits aquesta no es fa evident en la pantalla d'un oscil·loscopi, al contrari del que succeeix en l'analitzador.

De manera anàloga, fent servir un senyal de FM modulat per un to sinusoidal amb una desviació de freqüència petita, a la pantalla de l'analitzador s'observa un espectre similar al d'una AM, motivat pel fet que l'analitzador proporciona una mesura escalar de l'espectre del senyal, i es perd la informació de fase característica de la FM.

2.4. Mesures d'espectres de senyals polsats de radiofreqüència

Utilitzant com a generador un sintetitzador de RF que permeti modulacions d'amplitud amb un índex de modulació del 100 %, utilitzarem com a senyal modulador un senyal rectangular de 10 kHz per generar un pols de RF d'uns centenars de MHz de freqüència central. Aquest senyal es distribuirà per la xarxa, i es tractarà de mesurar el seu espectre comprovant que es correspon amb el de la funció sinc centrada a 100 MHz.

2.5. Observació de l'espectre radioelèctric: serveis de telecomunicació

Un aspecte interessant de l'analitzador d'espectre és la seva utilització com a receptor de banda ampla apte per explorar la utilització de l'espectre radioelèctric i la ubicació dels diferents serveis de telecomunicació d'acord amb la normativa internacional de la UIT i la pròpia de l'Estat.

L'equipament necessari per dur-ho a terme consisteix bàsicament en una antena de banda ampla que es connecta directament a l'entrada de l'analitzador. Una antena típica podria ser una discon amb la qual s'aconsegueix una amplada de banda de recepció de 50 MHz a 1.300 MHz (Televés, ref. 6590), o bé es podrien utilitzar d'altres antenes de tipus logoperiòdic, o les típiques Yagi's de televisió.

Es tractarà d'observar en especial els senyals de comunicacions aeronàutiques terra-aire de l'aeroport.

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

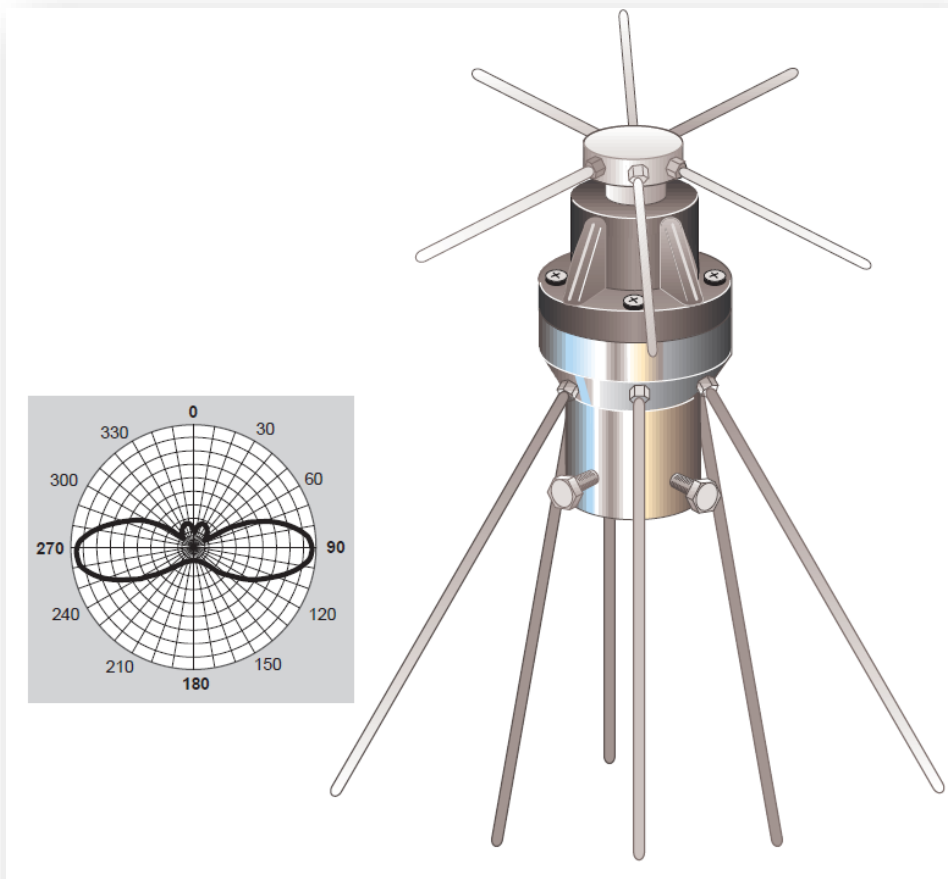
18. INSTALACIONES DE COMUNICACIÓN ATS

ATS COMMUNICATION FACILITIES

Servicio Service	Distintivo llamada Call sign	FREQ	HR	Observaciones Remarks
APP	Barcelona APP	121.155 C	H24	APP-H
		119.105 C	H24	APP-L
		124.700 MHz	H24	BACK-UP
		125.250 MHz	H24	APP-H
		126.505 C	H24	APP-H
		127.700 MHz	H24	APP-H
		131.125 MHz	H24	APP
→ TWR	Barcelona TWR	135.280 C	H24	APP
		118.105 C	H24	LOCAL ARR/LOCAL ARR+DEP
		118.330 C	H24	LOCAL DEP
		121.500 MHz	H24	EMERG
		121.655 C	H24	GMC C
		121.705 C	H24	GMC N
		121.805 C	H24	CLR
		122.100 MHz	H24	MIL
		122.230 C	H24	GMC S
		122.830 C	H24	BACK-UP
		243.000 MHz	H24	EMERG
		257.800 MHz	H24	MIL
		ATIS	Barcelona Information	118.655 C
121.980 C	H24			DEP
D-ATIS	Barcelona Information	NIL	H24	Suministro de información ATIS mediante enlace de datos. // Provision of ATIS information via data link.

AIRAC AMDT 04/20

AIS-ESPAÑA



Antena de tipus discon, model 6590 Televés

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

19. RADIOAYUDAS PARA LA NAVEGACIÓN Y EL ATERRIZAJE				RADIO NAVIGATION & LANDING FACILITIES		
Instalación (VAR) Facility (VAR)	ID	FREQ	HR	Coordenadas Coordinates	ELEV DME	Observaciones Remarks
DVOR (0°)	BCN	116.700 MHz	H24	411 825.6N 0020628.1E		- R-228 NO AVBL a // at. - FL80 FM 65 NM. - FL120 FM 85 NM.
DME	BCN	CH 114X	H24	411 825.8N 0020628.7E	0 m	- R-228 NO AVBL a // at. - FL80 FM 65 NM. - FL120 FM 85 NM. - R-297: posible pérdida de señal // possible loss of signal BTN 62 NM & 74 NM BLW FL160. Solape con // Overlap with PPN.
DVOR (0°)	PRA	114.300 MHz	H24	411 659.2N 0020454.7E		U/S BTN R-254/029 BLW 3000 ft AMSL.
DME	PRA	CH 90X	H24	411 658.8N 0020454.3E	0 m	U/S BTN R-254/029 BLW 3000 ft AMSL.
DVOR (0°)	SLL	112.000 MHz	H24	413 111.5N 0020635.1E		R-355 baja intensidad de señal // low signal intensity FM 48 NM.
DME	SLL	CH 57X	H24	413 112.0N 0020635.1E	150 m	R-355 baja intensidad de señal // low signal intensity FM 50 NM.
DVOR (0°)	VLA	113.150 MHz	H24	412 033.5N 0013251.7E		
DME	VLA	CH 78Y	H24	412 033.4N 0013252.4E	660 m	
DVOR (1° E)	CLE	115.350 MHz	H24	413 824.1N 0023804.8E		
DME	CLE	CH 100Y	H24	413 824.0N 0023804.2E	420 m	
LOC 02 (0°)	BLT	108.750 MHz	H24	411 840.0N 0020543.8E		019° MAG / 214 m FM THR 20, NO AVBL FM 25 NM (23.6 NM DME ILS) a // at 2500 ft AMSL o // or BLW.
ILS CAT I GP 02		330.350 MHz	H24	411 725.4N 0020505.9E		3°; RDH 15.40 m; a // at 280 m FM THR 02 & 85 m FM RCL a la izquierda en el sentido de APCH // to the left on APCH direction.
ILS/DME 02	BLT	CH 24Y	H24	411 725.4N 0020505.9E	9 m	REF DME THR 02
LOC 07L (0°) ILS CAT III	QAA	110.300 MHz	H24	411 824.9N 0020626.0E		065° MAG / 320 m FM THR 25R; COV 25 NM. NOT AVBL B TN ±35° del // of RCL FM 17 NM BLW 3000 ft AMSL.
GP 07L		335.000 MHz	H24	411 748.4N 0020429.9E		3°; RDH 16.30 m; a // at 320 m FM THR 07L & 90 m FM RCL a la izquierda en el sentido de APCH // to the left on APCH direction.
ILS/DME 07L	QAA	CH 40X	H24	411 748.4N 0020429.9E	6 m	REF DME THR 07L.
LOC 25R (0°) ILS CAT III	BCA	109.500 MHz	H24	411 731.9N 0020351.1E		245° MAG / 714 m FM THR 07L. No se percibe señal del localizador entre 17 NM y 25 NM BLW 3000 ft AMSL // Localizer signal is not perceived between 17 NM and 25 NM BLW 3000 ft AMSL.
GP 25R		332.600 MHz	H24	411 819.8N 0020559.1E		3°; RDH 16.2 m; a // at 314 m FM THR 25R & 115 m FM RCL a la derecha en el sentido de APCH // to the right on APCH direction
ILS/DME 25R	BCA	CH 32X	H24	411 819.8N 0020559.1E	9 m	REF DME THR 25R.
LOC 07R (0°)	BLE	110.750 MHz	H24	411 734.6N 0020619.5E		065° MAG / 197 m FM THR 25L. AVBL BTN ±35° del // of RCL FM 17 NM (15.5 NM DME ILS) a // at 3500 ft AMSL o // or ABV.
ILS CAT III GP 07R		330.050 MHz	H24	411 656.9N 0020441.4E		3°; RDH 16.56 m; a // at 299 m FM THR 07R & 115 m FM RCL a la derecha en el sentido de APCH // to the right on APCH direction.
ILS/DME 07R	BLE	CH 44Y	H24	411 656.9N 0020441.4E	9 m	REF DME THR 07R.
LOC 25L (0°) ILS CAT III	BLW	111.500 MHz	H24	411 653.7N 0020420.0E		245° MAG / 195 m FM THR 07R.
GP 25L		332.900 MHz	H24	411 724.5N 0020602.2E		3°; RDH 16.56 m; a // at 299 m FM THR 25L & 117 m FM RCL a la izquierda en el sentido de APCH // to the left on APCH direction.
ILS/DME 25L NDB (0°)	BLW VNV	CH 52X 380.000 kHz	H24 H24	411 724.5N 0020602.2E 411 238.3N 0014221.0E	9 m	REF DME THR 25L. COV 90 NM.



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH

Escola d'Enginyeria de Telecomunicació
i Aeroespacial de Castelldefels

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

MESURA I CARACTERITZACIÓ DE SENYALS MODULATS

Pràctica de Laboratori no. 2.

Jordi Berenguer i Sau
Departament de Teoria del Senyal i Comunicacions

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

1. OBJECTIU

L'objectiu d'aquesta pràctica és utilitzar l'analitzador d'espectre per observar les característiques de diferents tipus de modulacions d'amplitud, freqüència i polsos, així com revisar els aspectes relacionats amb el soroll tèrmic present en qualsevol sistema de comunicacions.

2. MODULACIONS D'AMPLITUD (AM)

L'expressió temporal d'un senyal modulat en amplitud amb portadora és la següent:

$$y_{AM}(t) = E_c [1 + m \cdot x_m(t)] \cos(\omega_c t + \varphi)$$

On $x_m(t)$ és el senyal modulador, amb una amplitud normalitzada a 1, i on m és l'índex de modulació, de valor comprès entre 0 i 1.

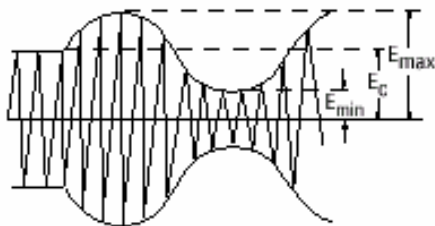
Pel cas en que el senyal modulador sigui un to de la forma:

$$x_m(t) = \cos(\omega_m t)$$

Lavors el senyal modulat resultant és:

$$\begin{aligned} y_{AM}(t) &= E_c [1 + m \cdot \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_c t + \varphi) \\ &= E_c \cos(\omega_c t + \varphi) + \frac{E_c}{2} \cdot m \cdot \{ \cos[(\omega_c - \omega_m)t + \varphi] + \cos[(\omega_c + \omega_m)t + \varphi] \} \end{aligned}$$

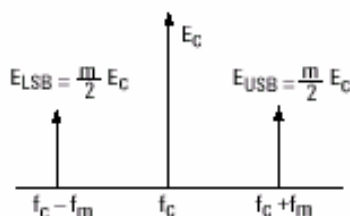
La seva representació temporal i espectral és la de Figura.



(a)

L'índex de modulació a partir del senyal temporal s'obté mesurant la tensió màxima i mínima, i aplicant la següent equació:

$$m = \frac{E_{m\grave{a}x} - E_{m\grave{i}n}}{E_{m\grave{a}x} + E_{m\grave{i}n}}$$



(b)

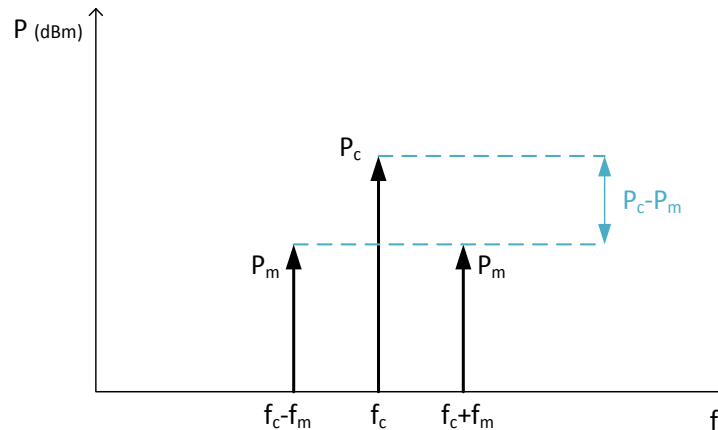
Aquesta mesura (a) es pot realitzar amb un oscil·loscopi o bé amb un analitzador d'espectre utilitzant la funció de **ZERO SPAN**.

La funció de **ZERO SPAN**, és equivalent a utilitzar l'analitzador d'espectre com si fos un receptor, ja que l'oscil·lador local deixa de fer escombrats de freqüència i es queda fixat a la freqüència que determina la freqüència central de l'analitzador; en

aquell moment, la visualització en pantalla passa a ser la del senyal desmodulat, i funciona com si es tractés d'un oscil·loscopi; llavors cal però ajustar l'amplada de banda del filtre de resolució al del senyal que es vol visualitzar.

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

Igualment la mateixa mesura es pot realitzar directament a partir de l'espectre de tensions (b). Ara bé, si amb l'analitzador la mesura que fem és la de potències expressades en dBm, tal i com s'indica en la següent figura:



llavors tindrem que:

$$P_c(\text{dBm}) = 20 \log(E_c); \quad P_m(\text{dBm}) = 20 \log\left(E_c \frac{m}{2}\right)$$

$$P_c(\text{dBm}) - P_m(\text{dBm}) = -20 \log\left(\frac{m}{2}\right) = 6 \text{ dB} - 20 \log(m)$$

I per tant que:

$$m = 10^{\left(\frac{6 \text{ dB} - (P_c(\text{dBm}) - P_m(\text{dBm}))}{20}\right)}$$

3. MODULACIÓ DE FREQUÈNCIA (FM)

L'anàlisi d'un senyal modulats en freqüència presenta una certa dificultat matemàtica en comparació amb l'anàlisi dels senyals modulats en amplitud. Aquest es simplifica pel cas particular de que el senyal de modulació sigui sinusoidal, llavors es factible descompondre'l en sèrie de Fourier, però amb la particularitat de 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

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

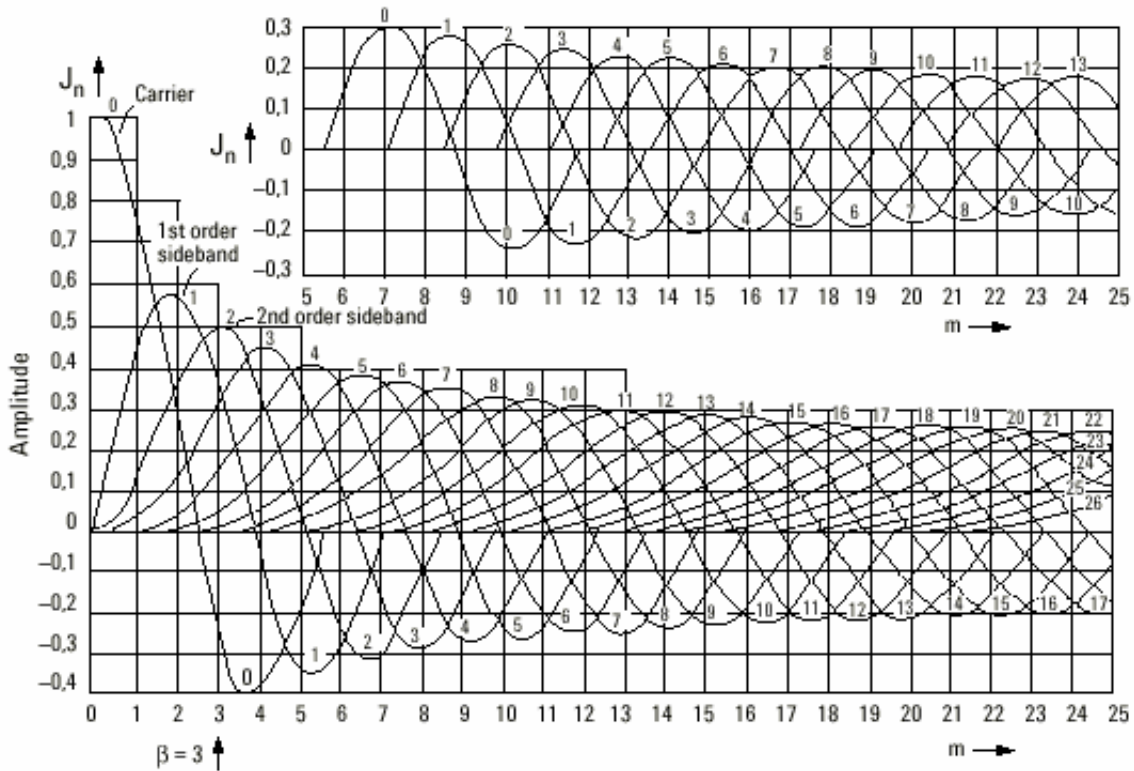
sent f_c la freqüència de la portadora, f_m la moduladora i Δf la desviació de freqüència. Al descompondre-ho en sèrie de Fourier obtenim

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

$$x(t) = A_c [J_0(\beta) \cos \omega_o t + J_1(\beta) [\cos(\omega_o + \omega_m)t - \cos(\omega_o - \omega_m)t] + J_2(\beta) [\cos(\omega_o + 2\omega_m)t + \cos(\omega_o - 2\omega_m)t] + J_3(\beta) [\cos(\omega_o + 3\omega_m)t - \cos(\omega_o - 3\omega_m)t] + J_4(\beta) [\cos(\omega_o + 4\omega_m)t + \cos(\omega_o - 4\omega_m)t] + \dots]$$

On les funcions de Bessel $J_n(\beta)$ tenen aquesta forma:

Carrier	$J_0 = -0.26$
First order sideband	$J_1 = 0.34$
Second order sideband	$J_2 = 0.49$
Third order sideband	$J_3 = 0.31$, etc.



En aquest cas l'espectre està format per un conjunt discret de ratlles espectrals espaiades la freqüència de modulació f_m ; es tracta d'un espectre infinit, però discret, d'energia constant distribuïda entre totes les suportadores.

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.

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

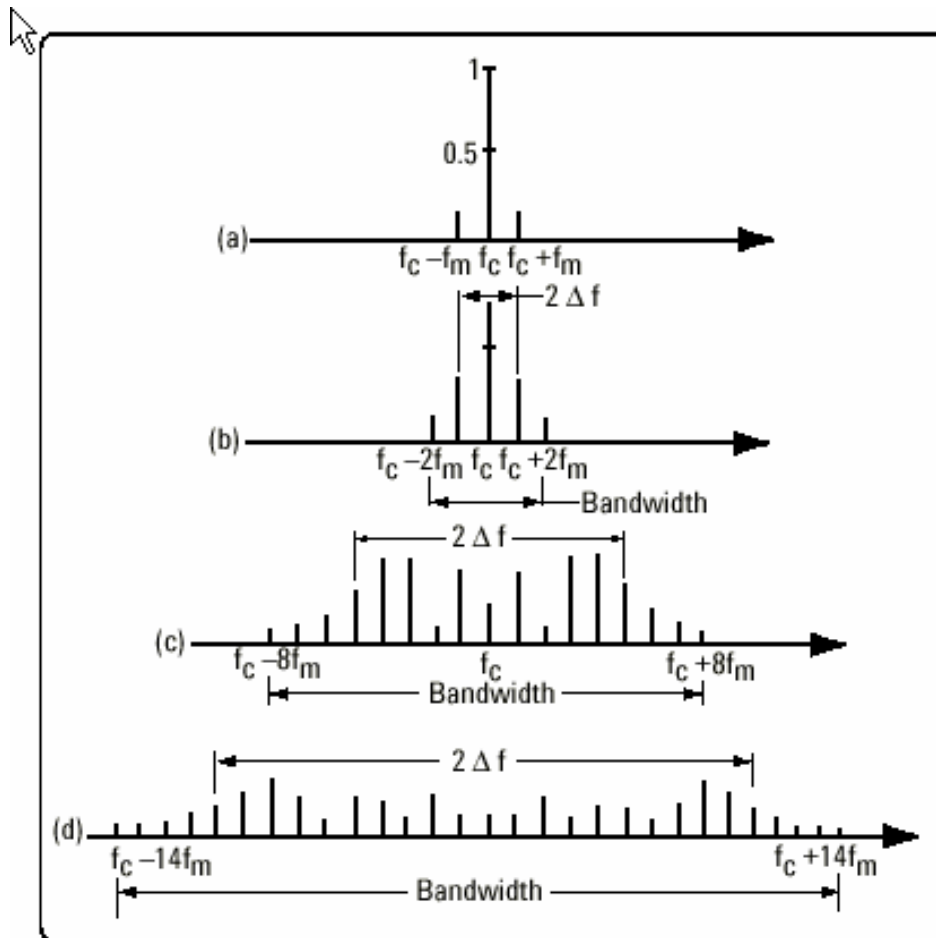


Figure 22. Amplitude-frequency spectrum of an FM signal (sinusoidal modulating signal; f fixed; amplitude varying). In (a), $\beta = 0.2$; in (b), $\beta = 1$; in (c), $\beta = 5$; in (d), $\beta = 10$

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

3.1. Mesura de la desviació de freqüència en NBFM

El seu espectre en quan 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}

$$\frac{P_{S1}}{P_c} = \frac{\left(A_{S1} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2}{\left(A_c \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2} = \left(\frac{A_{S1}}{A_c}\right)^2$$

i tenint en compte que

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

$$\frac{A_{S1}}{A_c} = \frac{J_1\left(\frac{\Delta f}{f_m}\right)}{J_0\left(\frac{\Delta f}{f_m}\right)} \approx \frac{\Delta f}{2f_m}$$

s'obté finalment que

$$\Delta f = 2f_m \sqrt{\frac{P_{S1}}{P_c}}$$

3.2. Mesura de la desviació de freqüència en WBFM

En aquest cas, la mesura consisteix en variar la freqüència del to de modulació (f_m) fins observar la completa anul·lació de la portadora (fonamental). Això és degut a 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 $x=0$.

Lavors per aquella freqüència de modulació, per la que

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

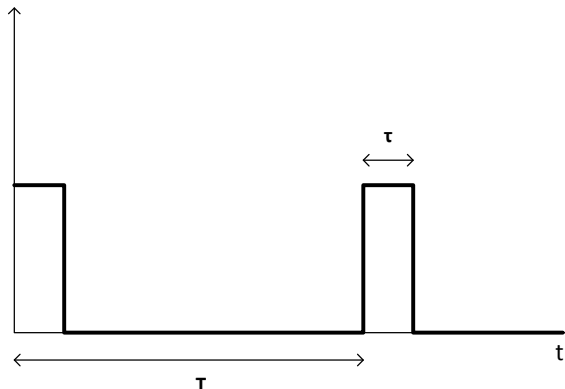
per tant la desviació de freqüència la trobarem a partir de

$$\Delta f = f_m \cdot 2,4048$$

4. MESURES DE SENYALS POLSATS

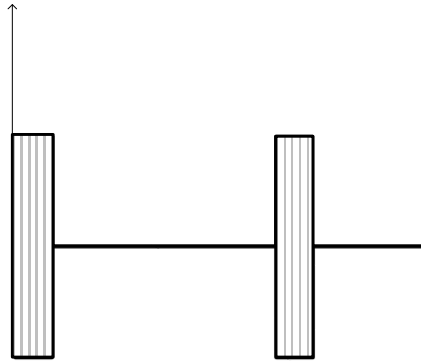
Un senyal de Radar polsat, està format per un tren de polsos de durada τ que es repeteixen amb un període T . Es defineix el seu cicle de treball com la relació entre la durada del pols τ i el seu període T , és a dir

$$DC = \frac{\tau}{T}$$



Aquests polsos modulen en amplitud una portadora de RF, de freqüència f_o de forma que el senyal emès resultant és:

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES



$$x(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \Pi\left(\frac{\tau}{T}\right) \cdot \cos(\omega_0 t)$$

que presenta un espectre de la forma:

$$X(f) = \sum_{-\infty}^{+\infty} \left(\frac{\tau}{T}\right) \frac{\sin\left(n\pi\frac{\tau}{T}\right)}{n\pi\frac{\tau}{T}} \cdot \delta(f - nf_0)$$

Es tractarà de mesurar l'espectre d'un senyal polsat de RF, i a partir de les mesures determinar el valor de la durada del pols τ i del període T , o de la seva freqüència de repetició de polsos, $PRF=1/T$.

5. MESURES DE SOROLL

La potència de soroll tèrmic que es mesura en la pantalla d'un analitzador d'espectre és:

$$N = k \cdot T \cdot B \quad (\text{W})$$

on k és la constant de Boltzmann de valor $1.38 \cdot 10^{-23}$ (W/Hz K), B es correspon amb l'ample de banda del filtre de resolució i T és la temperatura de soroll de l'analitzador.

Si aquesta amplada de banda varia, la lectura de la potència de soroll en pantalla haurà de variar. Per tant, es tractarà de comprovar-ho mesurant, sense tenir cap senyal connectat a la entrada de l'analitzador, el terra de soroll en pantalla utilitzant un span de 100 MHz sobre una freqüència central de 500 MHz i utilitzant filtres de resolució d'1 kHz a 10 MHz.

Es calcularà també la densitat espectral de potència, definida com:

$$N_0 = k \cdot T \quad (\text{W/Hz})$$

Pel que fa a la temperatura T de soroll de l'analitzador, quan l'atenuador d'entrada és de 0 dB, aquest valor és el propi de l'analitzador; ara bé, per a valors de l'atenuador d'entrada més grans de 30 dB, d'acord amb l'equació de soroll de Friis, aquesta temperatura comença a ser proporcional a l'atenuació d'entrada. Es tractarà també de comprovar que la potència de soroll augmenta de manera proporcional al valor de l'atenuador d'entrada per valors més grans de 30 dB.

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

Finalment es realitzarà la mesura del factor de soroll de l'analitzador. Per fer-ho desconnectarem la entrada i fixarem l'atenuació de l'atenuador d'entrada de l'analitzador en 0 dB. Utilitzarem una freqüència central d'1 GHz i un SPAN de 10 MHz. La lectura del terra de soroll que obtindrem en la pantalla correspondrà a:

$$Lectura (dBm) = N(dBm) = kT_{eq}(RBW)$$

D'on obtindrem el valor de la T_{eq} i a partir d'aquest trobarem el valor del factor de soroll com:

$$NF(dB) = 10 \cdot \log\left(1 + \frac{T_{eq}}{T_0}\right)$$



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH

Escola d'Enginyeria de Telecomunicació
i Aeroespacial de Castelldefels

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

REFLECTOMETRIA EN LÍNIES DE TRANSMISSIÓ

Pràctica de Laboratori no. 3

Jordi Berenguer i Sau

Departament de Teoria del Senyal i Comunicacions

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

1. OBJECTIU.

Es tracta de comprovar experimentalment els aspectes de la propagació de polsos en línies de transmissió, verificant l'efecte de reflexió de polsos que es produeix quan no hi ha adaptació d'impedàncies.

Amb l'ajut d'un sistema de reflectometria temporal, s'identificaran diverses discontinuïtats en línies de transmissió, determinant la seva posició en la línia i les seves característiques.

També s'utilitzarà el sistema de reflectometria en el domini de la freqüència o sistema de **Distance to Fault (DTF)** que incorporen alguns analitzadors d'espectre, com el model CSA d'Agilent o el VNA MS2034A d'Anritsu, disponibles en els laboratoris de l'EETAC, i que ens permetrà realitzar la mateixa mesura.

2. TREBALL DE LABORATORI

2.1. Reflectometria: Introducció.

Les mesures de reflectometria en línies de transmissió es poden realitzar de dues maneres diferents: en el domini temporal i en el domini de la freqüència.

La instrumentació necessària per poder construir un sistema de reflectometria temporal de línies de transmissió la formen un generador de polsos i un oscil·loscopi. Del generador interessa que els polsos tinguin uns temps de pujada i baixada molt petits, es a dir uns flancs molt abruptes, i amb durada del pols i freqüència de repetició variables; com més petita sigui la durada del pols —de l'ordre dels 1 5ns— més gran serà la resolució del sistema.

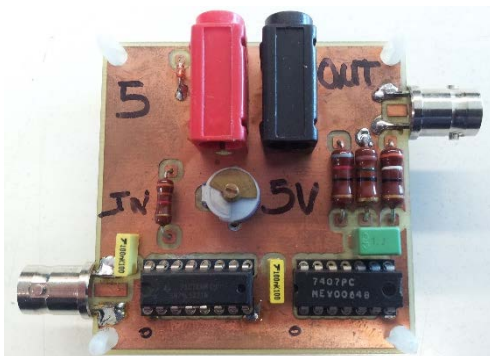


Fig. 1. Circuit monoestable

Els generadors de funcions de que disposem en el laboratori no presenten aquestes característiques tan específiques, per tant si els utilitzem directament perdrem resolució en les mesures. Per pal·liar aquest problema hem dissenyat un circuit monoestable (Figura 1) que regenera el pols del generador de funcions escurçant la seva durada, que a més podem variar entre 50 ns i 110 ns mitjançant l'actuació sobre un trimmer capacitiu (Figura 2) que ajustarem amb un tornavís.



Fig. 2. Trimmer capacitiu

Pel que fa al generador de funcions, disposa d'una sortida de senyal de resistència interna 50Ω, en la que obtenim els senyals sinusoidals, quadrats i triangulars i polsats. Amb el comandament de **SYMM** o de **DUTY CYCLE** o d'**ASIMETRIA** es pot variar el cicle de treball d'ambdues sortides, i amb el botó d'**INVERT DUTY** es pot invertir aquest cicle per generar un tren de polsos. El correcte en un bon generador seria que quan s'actués sobre el comandament del cicle de treball es reduís només la durada del pols, mantenint constant la

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES



Fig. 3 Generador de funcions

freqüència de repetició. Ara bé amb aquests generadors quan es modifica el cicle de treball, el que es produeix és una variació de la freqüència de repetició, mantenint-se constant la durada del pols —aquesta només depèn de l'escala de freqüències seleccionada i de la posició del dial de freqüències—. Això es pot comprovar fàcilment connectant directament el generador a l'oscil·loscopi i actuant sobre els comandaments.

2.2. Règim polsat: Sistema de mesura.

En primer lloc preparam les connexions del sistema de mesura d'acord amb el següent procediment:

- Seleccionar en el generador de funcions el rang de freqüències més alt amb el **SYMM** al mínim, situant el dial del generador en la mínima freqüència.
- Connectar directament, sense cables, la sortida de polsos (TTL) del generador a l'entrada del monoestable i alimentar-lo a +5V. Si el generador de funcions no disposa de sortida TTL, abans de connectar la sortida de 50 Ω al circuit monoestable, hauré de connectar la sortida del generador a l'oscil·loscopi i fent ús dels comandaments d'**AMPLITUD** i **OFFSET** ajustar la seva amplitud i nivell de contínua per tal de que estigui compresa entre 0V i +4,5V.
- A continuació connectarem directament l'entrada del monoestable (*connector BNC mascle*) a la sortida del generador de funcions; la sortida del circuit (*BNC femella*) adaptada a 50 Ω serà la que utilitzarem per connectar-hi els cables. D'aquesta forma aconseguirem generar un pols amb flancs abruptes, amb impedància de sortida de 50 Ω i minimitzant per tant les reflexions en el generador.

Nota: Es recomana que abans de començar a fer les mesures amb els cables es visualitzi en l'oscil·loscopi el senyal del generador i el del monoestable, experimentant amb les peculiaritats dels seus comandaments.

- Connectar una "T" BNC a l'entrada del canal 1 i una altre "T" a l'entrada del canal 2 de l'oscil·loscopi. Amb un cable BNC curt, connectar la sortida del monoestable a la T del canal 1, —per tant s'haurà de situar la correcció de sonda en 1:1 en l'oscil·loscopi—; l'altre extrem de la "T" serà la nostra sortida

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

de "generador" a on hi connectarem la línia de transmissió a mesurar.

- e) Amb un tornavis de plàstic, ajustarem el *trimmer* del monoestable per variar el cicle de treball dels polsos; veurem que podem arribar a obtenir uns polsos d'uns 50 ns de durada.

A més de la instrumentació anterior, disposarem dels següents elements:

- Entre 12 i 15 metres de cable coaxial RG-58.
- 24 metres d'un cable coaxial desconegut.
- Càrrega de 50 Ω .
- Càrrega de 75 Ω .
- Curt-circuit BNC.

2.2.1. Mesures de temps de retard:

1. Connectar un extrem del cable d'impedància característica 50 Ω (RG-58) al generador i l'altre extrem a la T del canal 2 de l'oscil·loscopi; d'aquesta manera visualitzarem el pols a l'entrada i a la sortida del cable, tot considerant que la impedància d'entrada de l'oscil·loscopi (1M Ω) és prou elevada com per no influir en la mesura; per tant podem suposar que el cable ha quedat en circuit obert en el seu extrem; ajustar el monoestable per obtenir un pols el més estret possible; observar el pols reflectit i mesurar el temps de retard i les amplituds dels polsos tant en el generador com en la càrrega.
2. Connectar el curt-circuit a l'extrem del cable i comprovar el seu efecte; repetir les mesures dels temps de retard i d'amplituds dels polsos d'anada i tornada de l'apartat anterior.
3. A partir d'aquestes mesures i sabent que la **velocitat de propagació del cable RG-58 és del 66%**, determinar la seva longitud.
4. Acabar el cable connectant-hi primer una càrrega de 50 Ω i després una de 75 Ω i observar els seus efectes. Justificar-ho.
5. Desconnectant l'extrem del cable RG58 de la T del canal 2 de l'oscil·loscopi, l'hi connectarem l'altre cable sense referenciar, de llargada 24 m. i deixant-lo en obert. Observar els efectes, mesurant les amplituds i els temps de retard. Justificar-ho. Calcular la velocitat de propagació d'aquest cable desconegut.
6. Repetir els apartats 2 i 4 però ara fent les connexions en l'extrem lliure del darrer cable.

2.2.2. Mesures de coeficients de reflexió:

Com s'ha vist, les amplituds dels polsos d'anada i tornada difereixen degut a l'efecte de l'atenuació del cable. Si d'aquesta forma volem mesurar els coeficients de reflexió a partir de l'amplitud, ens trobaríem que hauríem de descomptar aquests efectes de la mesura.

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

Una manera còmoda de fer-ho és augmentant la durada del pols fins aconseguir que es superposin els polsos d'anada i tornada, tal com s'indica en la Figura 4.

Així, en el cas de que tinguem un extrem en circuit obert, queda clar que el nivell de tensió corresponent a la suma dels dos polsos d'anada i tornada correspon a un coeficient de reflexió de $\rho=1$, mentre que el nivell corresponent al pols del generador equival a $\rho=0$. El mateix podem dir en el cas del curt-circuit; el nivell de tensió corresponent a la cancel·lació de polsos equival a un $\rho=-1$, mentre que el nivell corresponent al pols just a la sortida del generador serà el de $\rho=0$. D'aquesta manera, aconseguim calibrar l'escala vertical de l'oscil·loscopi en termes del coeficient de reflexió.

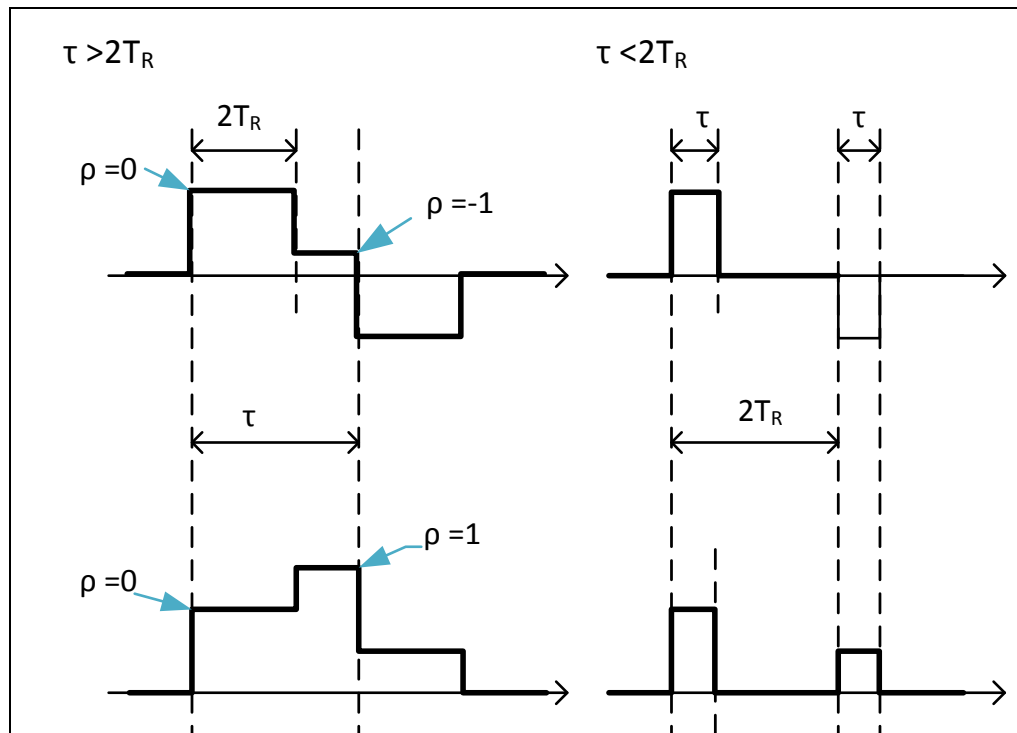


Fig. 4 Sistema de mesura de coeficients de reflexió a partir de polsos rectangulars.

Per tant, en aquesta situació, si realitzem en l'oscil·loscopi aquesta calibració amb curt i obert per un cable determinat, quan a continuació hi posem una càrrega podrem mesurar directament el seu coeficient de reflexió, i si a més coneixem la impedància característica de la línia, podrem determinar el valor exacte de la càrrega, d'acord amb l'expressió:

$$Z_L = Z_0 \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

En primer lloc caldrà eixamplar la durada del pols per aconseguir la superposició de polsos actuant sobre el *trimmer* capacitiu del monoestable utilitzant només el canal 1 de l'oscil·loscopi, per tant

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

podrem desconnectar la T-BNC del canal 2. Després emprant aquest nou procediment realitzarem les següents mesures.

1. Connectar a la T-BNC de l'oscil·loscopi (generador) el cable RG-58 i en aquest el cable no referenciat, determinar el valor de la impedància característica d'aquest darrer, deixant-lo en circuit obert.
2. A continuació connectar a l'extrem del cable una càrrega de 50Ω , mesurar el seu coeficient de reflexió, i amb el valor obtingut en l'apartat anterior per la impedància característica del cable, determinar el grau de coincidència i valorar-lo.

2.3. Règim permanent: Sistema de mesura.

Per realitzar les mesures en règim permanent sinusoidal, haurem d'eliminar el circuit monoestable i fer servir la següent configuració de mesura:

- a) Seleccionar en el generador de funcions una sortida sinusoidal, en el rang de 2 MHz.
- b) Connectar la sortida de 50Ω del generador a l'entrada del canal 1 de l'oscil·loscopi mitjançant una T-BNC.

2.3.1. Mesures de desfasaments:

Connectar el cable RG-58 entre el canal 1 i el canal 2 de l'oscil·loscopi, utilitzant una segona T-BNC i acabant-lo amb una càrrega de 50Ω . Observar l'efecte de la reducció a la meitat de la tensió en el canal 2 quan connectem la càrrega de 50Ω . Obtenir el desfasament en graus entre el senyal de generador i el de la càrrega; determinar el temps de retard a partir d'aquesta mesura i comparar-ho amb el valor obtingut en l'apartat 1.

Aquest desfasament també es pot visualitzar posant l'oscil·loscopi en mode XY.

2.3.2. Visualització d'ones estacionàries:

Per poder visualitzar les ones estacionàries en un cable seria necessari accedir a diferents punts de la línia. Com que això no és possible, podem veure el mateix efecte si visualitzem a la seva entrada la tensió i el corrent per a freqüències diferents. La justificació rau en el fet que el comportament del cable depèn de la seva longitud elèctrica, o fase

$$\phi = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda} l = \frac{2\pi}{v_p} f l = \frac{\omega l}{v_p}$$

Aquesta fase es pot modificar tant allargant o escurçant la seva longitud física l , com augmentant o disminuint la seva freqüència f .

L'existència d'ones estacionàries en el cable la podem detectar observant un punt del cable i comprovant si la amplitud de la tensió varia al variar la freqüència, o si pel contrari es manté constant.

1. Amb el mateix muntatge de l'apartat anterior i amb el cable carregat amb una resistència de

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

50Ω, augmentar la base de temps de l'oscil·loscopi a fi de poder veure el màxim nombre de períodes del senyal. Variar la freqüència del senyal i observar la resposta. Justificar-ho.

2. Repetir l'apartat anterior pel cas d'acabar el cable amb una càrrega de 75Ω, un circuit obert i un curt-circuit. Notar la relació entre els màxims de corrent i de tensió en funció de la freqüència. Justificar-ho.

2.4. Mesures amb l'analitzador d'espectre (DTF)

Les mesures de reflectometria amb línies de transmissió es poden realitzar en el domini de la freqüència utilitzant un analitzador d'espectre que incorpori un generador de seguiment (tracking).

Aquest sistema es basa en determinar la distància l en metres a on es produeix la reflexió a partir de la equació:

$$l = \frac{1}{4} \cdot \frac{(\text{no. de punts}) \cdot v_p}{\text{FREQUENCY SPAN}} \quad (m)$$

on es té en compte el nombre de punts que es visualitzen en pantalla, la velocitat de propagació en el cable v_p i l'span de freqüències,

La resolució en distància RD expressada en metres, és la mínima distància entre dues reflexions seguides que podem detectar en el cable i ve determinada per la equació:

$$RD = \frac{\text{Distància mesurada (m)}}{1/2 (\text{no. de punts})}$$

Per realitzar la mesura s'activarà la funció **DTF** en l'analitzador d'espectre i es seguirà el procediment descrit en la nota d'aplicació d'Agilent. Es recomana seleccionar el mode Auto en el rang de freqüències (Freq Range) i indicar un Start de 0 metres, i un stop equivalent a la llargada del cable que es vulgui mesurar.

A continuació es realitzarà el procés de calibració connectant les tres càrregues del kit de calibració (Curt/Obert/Càrrega 50Ω) a la sortida del generador de l'analitzador. Un cop finalitzada la calibració hi connectarem mitjançant una transició N(m)-BNC(f) els cables dels quals mesurarem la distància a la que es troba la discontinuïtat. Els valors obtinguts els compararem amb els mesurats en l'apartat 2.2.1.



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH

Escola d'Enginyeria de Telecomunicació
i Aeroespacial de Castelldefels

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

MESURA DE LES PÈRDUES D'INSERCIÓ I DE RETORN DE DISPOSITIUS

Pràctica de Laboratori no. 4.

Jordi Berenguer i Sau
Departament de Teoria del Senyal i Comunicacions

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

1. OBJECTIU

L'objectiu d'aquesta pràctica és utilitzar l'anàlitzador d'espectre amb generador de seguiment (tracking) per mesurar les pèrdues d'inserció i de retorn de dispositius passius i actius.

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 coeficients de reflexió i de transmissió definits sobre les línies de transmissió, que 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.

Si, en canvi, l'interès és trobar quin és el grau d'adaptació d'un dispositiu és suficient conèixer només el valor del mòdul del coeficient de reflexió. O si només volem conèixer el guany o les pèrdues d'inserció del 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.

2.1. 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 1, podem definir la potència P_{20} com 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.

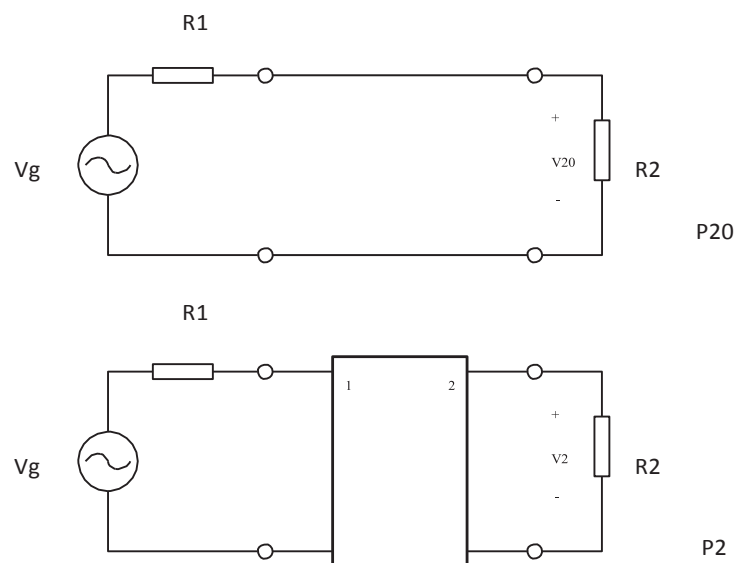


Fig. 1 Pèrdues d'inserció d'un biport.

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

El quocient entre ambdues potències dóna el valor

$$\frac{P_{20}}{P_2} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 \left(\frac{V_g}{V_2} \right)^2 = IL$$

que es correspon amb la definició de **pèrdues d'inserció del quadripol (IL: 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}

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

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

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

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

$$IL(\text{dB}) = 10 \log \left(\frac{P_{20}}{P_2} \right)$$

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

$$L_A(\text{dB}) = IL + 10 \log \left(\frac{(R_1 + R_2)^2}{4R_1R_2} \right)$$

Pel 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

$$R_1 = R_2 = 50\Omega \Rightarrow L_A = IL \Rightarrow \frac{P_{20}}{P_2} = \frac{P_{avs}}{P_2}$$

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.

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

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

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

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

$$\rho = \frac{V^-}{V^+}$$

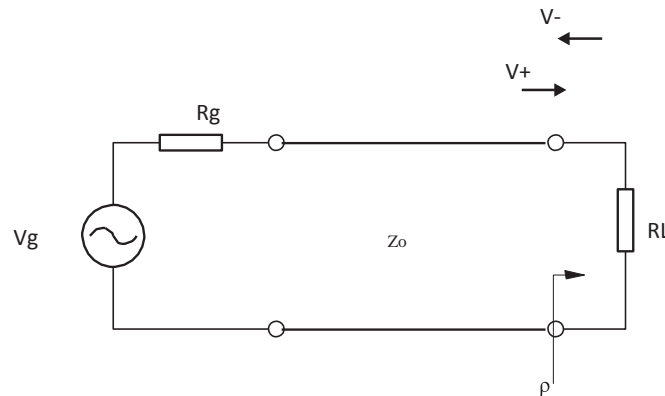


Fig. 2 Mesura de les pèrdues de retorn d'un quadripol.

Expressant les pèrdues de retorn en funció de ρ tindrem

$$RL = \frac{P^+}{P^-} = \frac{1}{|\rho|^2}; \quad RL(dB) = -20 \log |\rho|$$

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.

3. MESURA DE LES PÈRDUES DE RETORN I D'INSERCIÓ O GUANY DE DISPOSITIUS

Hi ha diferents instruments de laboratori que permeten fer la mesura de les pèrdues de retorn i d'inserció de dispositius; el més habitual és utilitzar un analitzador d'espectre que disposi de generador de seguiment

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

-tracking-, que proporciona un senyal de sortida sincronitzat amb l'oscil·lador local de l'analitzador de la forma que la freqüència de mesura que es visualitza en la pantalla coincideix amb la que en aquell moment proporciona el generador. Per obtenir resultats correctes cal **calibrar** prèviament l'aparell.

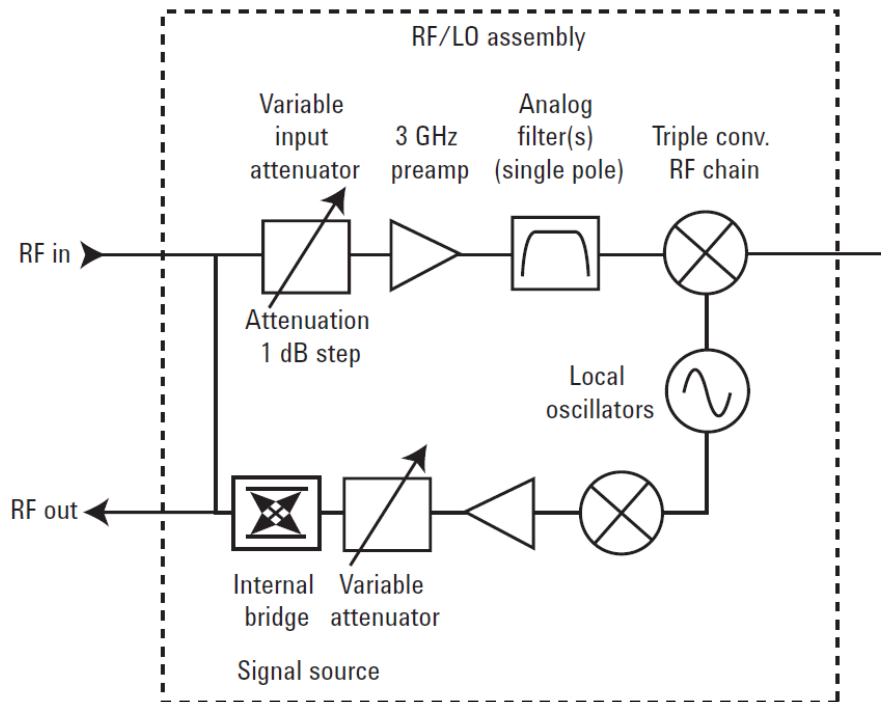


Figura 3. Esquema simplificat d'un analitzador d'espectre amb generador de seguiment (Agilent)

Per les pèrdues d'inserció o del guany, la calibració del sistema consisteix en fer una connexió directa entre els terminals de sortida i d'entrada de l'analitzador d'espectre amb un **thru**, és a dir, mitjançant un cable

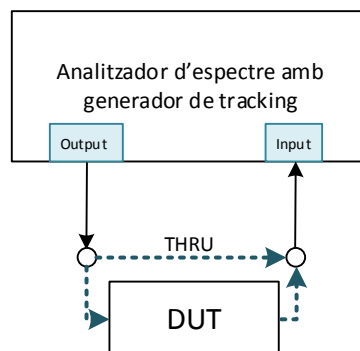


Fig. 4 Calibratge en transmissió mitjançant un thru.

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 fer les mesures de les pèrdues de retorn s'utilitza un sistema similar, però en el que s'ha d'utilitzar un acoblador direccional que té per funció extraure l'ona reflectida P^- pel dispositiu. En aquest cas, la calibració requereix la utilització de tres càrregues de referència o patró: circuit obert, curtcircuit i càrrega de 50Ω ,

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

que generen uns coeficients de reflexió de valors 1, -1 i 0, respectivament, equivalents als dos primers a unes pèrdues de retorn de 0 dB i a unes pèrdues de retorn infinites el tercer.

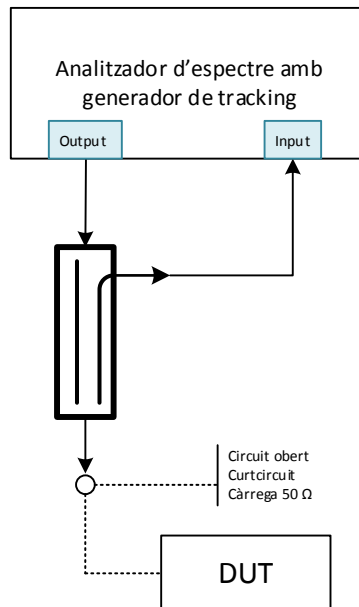


Fig. 5 Calibratge en reflexió mitjançant tres càrregues patró.

3.1. L'acoblador direccional

L'acoblador direccional és un dispositiu de quatre accessos que s'utilitza 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.

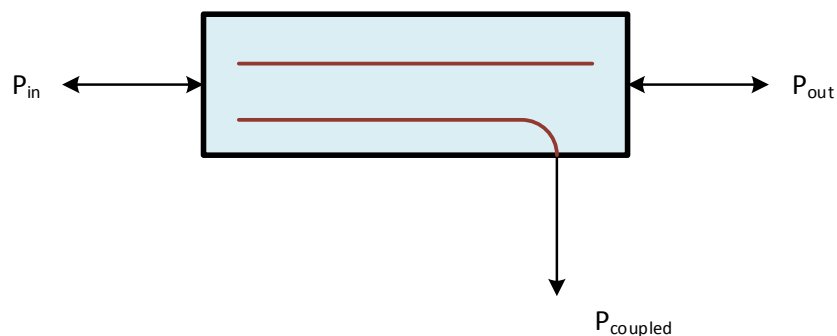


Fig. 6 Esquema simplificat d'un acoblador direccional.

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

4. TREBALL DE LABORATORI

El treball de laboratori consistirà en la mesura de les pèrdues de retorn i d'inserció o guany de diferents dispositius, utilitzant l'analitzador d'espectre amb generador de tracking com a instrument de mesura

4.1. Mesures en transmissió

Utilitzant la configuració de mesura descrita a la figura 4, es tracta de mesurar les **pèrdues d'inserció** o el **guany** de diferents elements passius i actius.

En primer lloc, s'ha de configurar l'analitzador d'espectre en el mode STIMULUS/RESPONSE en els dels Agilent, o en el mode VECTOR NETWORK ANALYZER en el cas dels Anritsu. A continuació s'ha de seleccionar el marge de freqüències de mesura en funció del dispositiu a mesurar, per a continuació procedir al procediment de calibració. En tractar-se d'un mesura en transmissió, s'haurà de seleccionar la mesura de TWO PORTS, o de paràmetre S21. La calibració es farà amb el THRU o cable que ens connectarà el port d'entrada i de sortida. En aquesta connexió i instal·larem les transicions necessàries en funció dels diferents tipus de connectors i cable utilitzat. Un cop feta la calibració, i sense retirar el THRU 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 inserirem en un dels extrems del THRU, el dispositiu a mesurar, mantenint les transicions i cables que hem utilitzat en el procés de calibració. La mesura que apareixerà en pantalla correspondrà a les pèrdues d'inserció del dispositiu en funció de la freqüència. Si atenua la mesura estarà per sota de la línia de 0 dB i si amplifica, la mesura estarà per sobre de la línia de 0 dB de referència.

4.2. Mesures en reflexió

A partir de l'esquema de mesura de la figura 5 es procedirà a la mesura de les **pèrdues de retorn** de dispositius.

Igual que el cas anterior, un cop establert el marge freqüencial s'ha de procedir a seleccionar el tipus de mesura ONE PORT o del paràmetre S11 i tornar a fer el calibratge del sistema a l'efecte de compensar les pèrdues dels cables, connectors, transicions, i especialment les de l'acoblador direccional de l'aparell. El procediment consisteix ara a connectar en el pla de referència on connectarem després el dispositiu les tres càrregues patró (circuit obert, curtcircuit i càrrega de 50 Ω) segons ens vagi indicant l'aparell. Un cop feta la calibració, si connectem un circuit obert visualitzarem en pantalla una línia horitzontal centrada en 0 dB corresponent a les pèrdues de retorn de l'obert. Si pel contrari connectem la càrrega de 50 Ω observarem unes pèrdues de retorn superiors als 50 dB.

A continuació connectarem els diferents dispositius a mesurar, tenint en compte que l'altre extrem del dispositiu l'hem de deixar sempre carregat amb 50 Ω , bé amb una càrrega o bé deixant-lo connectat a l'altre port d'entrada de l'analitzador d'espectre.

COMUNICACIONS AEROPORTUÀRIES

Les mesures de les pèrdues d'inserció o guany, i de les pèrdues de retorn es realitzaran sobre els diferents dispositius actius i passius que distribuirà el professor.

S'ha de tenir en compte, que en el cas de dispositius passius de baixes pèrdues, com ara els filtres, les pèrdues de retorn en funció de la freqüència seran totalment complementàries a les d'inserció (figura 7), fet que es comprovarà de forma experimental.

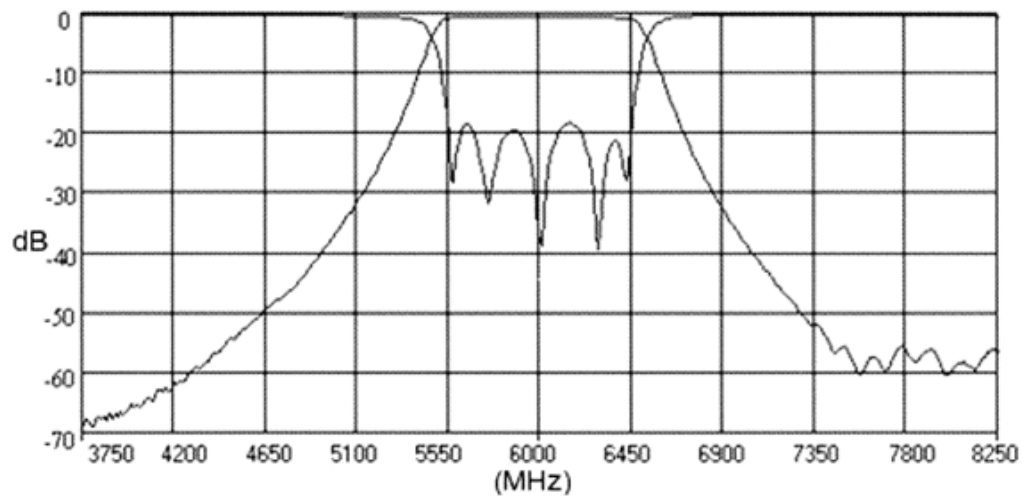


Figura 7. Pèrdues d'inserció i de retorn d'un filtre pas banda de 5è ordre.