

AULA
TEÓRICA

Radiofreqüència.

Una introducció experimental

Jordi Berenguer Sau

Al meu fill Martí.

Presentació

Aquest llibre és el resultat de l'experiència docent de l'autor a l'Escola Universitària Politècnica del Baix Llobregat (EUPBL) de la UPC en el disseny del temari, els continguts i la docència de les assignatures Laboratori de Comunicacions I i II, del pla d'estudis d'Enginyeria Tècnica de Telecomunicació, especialitat en Sistemes de Telecomunicació, que es van començar a impartir en el curs acadèmic 1992-1993.

El llibre es basteix a l'entorn del desenvolupament d'un conjunt d'experiències de laboratori destinades a posar en evidència els aspectes més característics de la tecnologia de la radiofreqüència aplicada a la telecomunicació, tant en termes del disseny de circuits com en l'ús de la instrumentació que li és pròpia, complementats amb la seva anàlisi i el seu desenvolupament teòrics.

En l'elaboració del llibre s'ha fet l'èmfasi en els aspectes més tècnics i de laboratori, que a parer de l'autor són els més apropiats per a una enginyeria tècnica, i són també els més difícils de trobar en la bibliografia.

Tot i que de vegades resulta inevitable, s'ha pretès defugir en la mesura del possible els "localismes" imposats per una determinada configuració d'instrumentació de laboratori per tal de fer un text de caire universal adaptable a qualsevol equipament i exportable cap a d'altres assignatures de continguts experimentals similars.

El llibre s'organitza en deu capítols en total. El primer capítol recull a mode d'introducció els aspectes més bàsics de la telecomunicació: mitjans de propagació i modulacions, gestió de l'espectre i seguretat radioelèctrica. La resta de capítols s'estructuren com un conjunt d'activitats de laboratori encapçalades per una definició d'objectius, la discussió de les bases teòriques de l'experiència que s'ha de desenvolupar, la proposta d'exercicis per centrar l'estudiant en el tema i finalment la descripció del detall del treball de laboratori, i s'hi inclou un annex amb la documentació tècnica dels circuits i els components utilitzats per facilitar la seva reproducció.

No voldria acabar sense expressar el meu agraïment als professors Ignasi Serra i Llobera i Francesc Rocabosch i Burillo, que han compartit amb mi la docència d'aquestes assignatures i que amb els seus comentaris i suggeriments han contribuït decisivament a la millora dels continguts i l'organització docent i, per tant, a la confecció general d'aquest text.

També vull esmentar el meu agraïment als tècnics dels laboratoris d'Electrònica i Comunicacions de l'EUPBL, José Antonio Membrive i Juan José Tomeo, per l'acurat treball, la iniciativa i l'ajut en la preparació i el muntatge dels circuits de pràctiques al llarg d'aquests anys.

Espero que el lector trobi aquest llibre una eina útil per aprendre i conèixer millor la tecnologia de la radiofreqüència, com a part integrant de la telecomunicació.

Barcelona, març de 1998

Índex

1 Introducció a les comunicacions

1.1	Perspectiva històrica	16
1.2	Model d'un sistema de telecomunicació	20
1.3	Sistemes de radiodifusió: sonora i de televisió	21
1.3.1	Xarxes de distribució terrestres	23
1.3.2	Radiodifusió per satèl·lit	24
1.4	L'espectre radioelèctric	26
1.4.1	Organismes internacionals reguladors de les comunicacions	27
1.4.2	L'espectre electromagnètic	27
1.4.3	Bandes de freqüències atribuïdes als serveis de radiodifusió	31
1.5	Caracterització i estudi de les ones radiades i guiades	31
1.5.1	Propagació en estructures guiades	32
1.5.2	Propagació a l'espai lliure	34
1.5.3	Mecanismes de propagació radioelèctrica	35
1.6	Seguretat davant la radiació electromagnètica	37
1.6.1	La radiació electromagnètica com a radiació no ionitzant	37
1.6.2	Efectes biològics a freqüències de RF i microones	38
1.6.3	Efectes biològics a freqüències òptiques	40
1.7	Modulacions: tipus	42
1.7.1	Modulacions lineals	43
1.7.2	Modulacions angulars	47
1.8	El senyal de televisió	49
1.8.1	Descripció	49
1.8.2	Amplada de banda	52
1.8.3	El sistema PAL	53
1.9	El senyal de radiodifusió sonora en modulació de freqüència	56
1.10	Introducció als sistemes de recepció i distribució de senyal	57
1.10.1	Sistema de captació	59
1.10.2	Sistemes d'amplificació, mescla i distribució	59
1.10.3	Xarxes de distribució	60

2 L'analitzador d'espectre de radiofreqüència

2.1 Objectiu	61
2.2 Anàlisi espectral vs. temporal	61
2.3 Principis bàsics de mesura de l'espectre	64
2.3.1 Canalització de l'espectre	64
2.3.2 Filtre sintonitzable	64
2.3.3 Sistema heterodí	66
2.4 Esquema de blocs	70
2.5 Precaucions	72
2.6 Unitats de mesura: dB, dBm, dBW, dB μ V	73
2.7 Introducció al soroll tèrmic	75
2.8 Exercicis	77
2.9 Experiències de laboratori	81
2.9.1 Utilització simplificada de l'analitzador d'espectre	81
2.9.2 Visualització d'espectres de senyals sinusoidals	83
2.9.3 Mesures d'espectres de senyals polsats	83
2.9.4 Mesures d'espectres de senyals polsats de radiofreqüència	84
2.9.5 Observació de l'espectre radioelèctric: serveis de telecomunicació	85

3 Interferència i compatibilitat electromagnètica

3.1 Objectiu	89
3.2 Introducció a la problemàtica EMI/EMC	89
3.3 Mesures d'EMI/EMC radiada	90
3.3.1 Antenes	91
3.3.2 Detectors	92
3.4 Valors límit de radiació permesa	93
3.5 Blindatges i components de filtratge	95
3.6 Equipament de mesura necessari	98
3.7 Exercicis	101
3.8 Experiències de laboratori	102
3.8.1 Finalitat del detector de quasipic	103
3.8.2 Mesura de l'EMI generada pel circuit microprocessador	104
3.8.3 Mesura de l'EMI generada per un oscil·lador de radiofreqüència	104

4 Oscil·ladors de radiofreqüència

4.1 Objectiu	107
4.2 Caracterització d'oscil·ladors	107
4.2.1 Puresa espectral	109
4.2.2 Estabilitat de freqüència	111

4.3 Disseny d'oscil·ladors en VHF-UHF	112
4.4 Disseny d'oscil·ladors amb cristall de quars	114
4.4.1 El cristall de quars	115
4.4.2 Compensació en temperatura d'oscil·ladors de cristall	121
4.5 Oscil·ladors d'UHF	124
4.5.1 Línia de transmissió <i>microstrip</i>	124
4.5.2 Oscil·lador amb línia de transmissió <i>microstrip</i>	126
4.6 Disseny de VCO	126
4.6.1 Díode varactor	128
4.6.2 Oscil·lador Clapp amb varactor	129
4.7 Modulació de freqüència (FM)	131
4.7.1 Mesura de la desviació de freqüència en NBFM	132
4.7.2 Mesura de la desviació de freqüència en WBFM	133
4.8 Exercicis	133
4.9 Experiències de laboratori	135
4.9.1 Oscil·lador LC	135
4.9.2 Oscil·lador de cristall a 27 MHz	136
4.9.3 Oscil·lador d'UHF	136
4.9.4 VCO en la banda de FM comercial (87,5 MHz - 108 MHz)	136

5 Anàlisi de xarxes

5.1 Objectiu	139
5.2 Introducció	139
5.3 Pèrdues d'inserció	140
5.4 Pèrdues de retorn	142
5.5 Paràmetres S	144
5.6 Mesura de la resposta en radiofreqüència i microones	148
5.6.1 L'acoblador direccional	149
5.6.2 Pont reflectomètric	151
5.7 Instruments de mesura	152
5.7.1 Mesures escalars	152
5.7.2 Mesures vectorials	152
5.8 Exercicis	156
5.9 Experiències de laboratori	158
5.9.1 Mesures en transmissió	159
5.9.2 Mesures en reflexió	159

6 Filtres de radiofreqüència

6.1 Objectiu	161
6.2 Teoria de disseny de filtres de radiofreqüència	161

6.2.1	Característica de Butterworth	161
6.2.2	Característica de Chebyshev	163
6.2.3	Definició dels elements del prototipus de pas baix	166
6.2.4	Càlcul dels elements del prototipus de pas baix	167
6.2.5	Inversors d'impedància	168
6.2.6	Transformació de freqüències de pas baix – pas banda	171
6.2.7	Estructura de filtre de pas banda amb elements concentrats	174
6.3	Filtres SAW i de cristall	176
6.4	Exercicis	178
6.5	Treball de laboratori	179

7 Amplificadors lineals de radiofreqüència

7.1	Objectiu	181
7.2	Caracterització de transistors	181
7.3	Estabilitat de l'element actiu	183
7.4	Disseny d'amplificadors de radiofreqüència de banda estreta	184
7.5	Disseny d'amplificadors de radiofreqüència de banda ampla	187
7.6	Caracterització d'amplificadors	190
7.6.1	Mesura dels paràmetres lineals o en petit senyal	190
7.6.2	Mesura dels paràmetres no lineals o en senyal	194
7.7	Exercicis	199
7.8	Experiències de laboratori	201

8 Mescladors

8.1	Objectiu	203
8.2	Tipus de mescladors	203
8.3	Caracterització de mescladors	205
8.4	Exercicis	208
8.5	Experiències de laboratori	208
8.5.1	Caracterització del mesclador	209
8.5.2	Aplicacions del mesclador	211

9 El sistema PLL

9.1	Objectiu	213
9.2	El sistema PLL: anàlisi de funcionament	213
9.3	El PLL de tercer ordre i tipus II	219
9.4	El detector de fase: tipologia	220
9.4.1	Detectors de fase multiplicatius	220
9.4.2	Detectors de fase de tipus seqüencial	221

9.5 Exercicis	223
9.6 Experiències de laboratori	223
9.6.1 Sistema PLL de baixa freqüència	223
9.6.2 Sistema PLL de RF	224
10 Sintetitzadors de freqüència	
10.1 Objectiu	229
10.2 Esquema bàsic d'un sintetitzador de freqüència basat en llaç PLL	229
10.3 Circuits integrats per aplicacions de sintetitzadors	232
10.4 Exercicis	233
10.5 Experiències de laboratori	234
Bibliografia	237

1 Introducció a les comunicacions

Comunicació: Acció i procés de transmetre un missatge, establint una relació i una interacció social.

Una de les característiques fonamentals de l'home és la seva capacitat de comunicar-se amb els altres. En la vida de cada dia aquest acte d'establir un lligam de comunicació el fem moltíssimes vegades, sovint de manera mecànica. N'hi ha prou a examinar cadascuna de les accions que fem al llarg del dia per observar que estem utilitzant contínuament els sistemes de comunicació o de transmissió de la informació.

Tots els sistemes de transmissió de la informació es caracteritzen per l'esquema funcional següent: existeix un subjecte posseïdor d'informació amb una necessitat d'emetre un determinat missatge, un mitjà de comunicació apte per canalitzar-lo i un o diversos subjectes destinataris del missatge.

Tot i que podríem parlar de molts sistemes diferents de comunicació, només ens centrarem en els sistemes de telecomunicació, és a dir, en aquells que estableixen una comunicació a distància apta per permetre el transvasament d'informació entre un o diversos emissors i un o diversos receptors.

Una definició acurada de la telecomunicació ens la dóna la Unió Internacional de Telecomunicacions (UIT) que la defineix com *tota emissió, transmissió i recepció de signes, senyals, escrits i imatges, sons i informacions de qualsevol mena per fil, radioelectricitat, mitjans òptics o d'altres sistemes electromagnètics*.

En aquest capítol introductori presentarem en primer lloc, de forma resumida, els antecedents històrics més significatius de les comunicacions, des dels seus orígens fins a l'actualitat, assenyalant aquelles fites històriques que van contribuir decisivament al seu desenvolupament; a continuació estudiarem l'espectre electromagnètic i la seva gestió per part dels organismes competents, les característiques bàsiques de les ones guiades i radiades i els seus mecanismes de propagació, els aspectes de seguretat radioelèctrica, i finalment farem una descripció dels tipus de modulació, els senyals de radiodifusió i televisió i els sistemes associats de distribució col·lectiva del senyal.

1.1 Perspectiva històrica

El que avui entenem com a noves tecnologies de la informació (NTI) neixen amb l'aplicació de les tècniques elèctriques a les comunicacions. És en el primer i en l'últim terç del segle XIX quan apareixen el *telègraf* (1837) i el *telèfon* (1876), que són els puntals de l'extraordinari desenvolupament que experimentaran les comunicacions elèctriques a partir de llavors.

Fins aquell moment, les tecnologies de la informació (TI) eren bàsicament de tipus mecànic; la màquina d'escriure, la calculadora mecànica, la multicopista són exponents clars de la tecnologia mecànica aplicada a la comunicació.

És potser la màquina d'escriure l'artifici que millor ha suportat el pas del temps i ha conservat fins a l'actualitat, amb lleugeres modificacions, l'aspecte i la funcionalitat que el 1867 li donaren els seus inventors, els nord-americans Christopher Latham Sholes i Clarence Glidden, que el 1873 es van associar amb l'empresa E. Remington & Sons per introduir en el mercat l'any 1874 la llegendària màquina d'escriure Remington.

Amb el pas del temps, l'aplicació de l'electricitat va arribar també a la màquina d'escriure de la mà de la International Business Machines (IBM), que l'any 1935 va introduir en el mercat la primera màquina d'escriure elèctrica, fet que va situar la companyia com a capdavantera mundial del sector, que més tard va ampliar amb els ordinadors; d'aquesta forma, IBM es va convertir en una empresa *pont* entre les TI i les NTI, amb la peculiaritat que va ser capaç de mantenir el lideratge en totes dues.

Però l'aplicació de l'electricitat a les comunicacions ve de més lluny; seria injust però, oblidar la figura del Dr. Francesc Salvà i Campillo (1751-1828), nascut a Barcelona, que va iniciar els estudis de Medicina a la Universitat de València i es va doctorar a la Universitat de Tolosa, personatge il·lustrat de l'època que, junt amb l'exercici de la medicina, participava en els esdeveniments tècnics i científics del moment, i així va col·laborar en la determinació del meridià terrestre Dunquerque-París-Barcelona. A partir de la realització d'experiments sobre el galvanisme i l'electricitat, va formular propostes d'aplicació de l'electricitat a la telegrafia, que va presentar a l'Acadèmia de Ciències de Barcelona, entre les quals preveia la comunicació elèctrica entre Mallorca i Alacant utilitzant el mar com a mitjà de propagació; precisament aquest treball fou citat per Marconi anys després en un litigi sobre drets de patents de la radiotelegrafia sense fils, en què reconeixia la figura de Francesc Salvà i Campillo com a precursor de la telecomunicació.

De manera formal, podem dir que les comunicacions elèctriques neixen l'any 1864, quan John Clark Maxwell, professor de la Universitat de Londres, estableix les regles matemàtiques de l'electromagnetisme, que prediuen l'existència de les ones electromagnètiques, reproduïdes experimentalment anys després, el 1890, per Heinrich Hertz a Alemanya. Tots aquests avenços foren recollits en els primers experiments realitzats per Guglielmo Marconi el 1896. Paral·lelament altres investigadors realitzaven diverses activitats d'especial interès; així, per exemple, el 1874 Ferdinand Braun ideà el rectificador detector i després el circuit elèctric sintonitzat, i el 1897 J.J. Thompson va

demostrar la càrrega negativa dels raigs catòdics, introduint el concepte d'electró.

Juntament amb aquests avenços, els experiments realitzats anteriorment, l'any 1833 per Faraday en observar que la conductivitat d'alguns conductors augmentava amb la temperatura, l'any 1839 els de Becquerel sobre els principis de l'efecte fotovoltaic, i el 1873 els de Smith en observar el fenomen de la fotoconductivitat, van assentar els principis bàsics sobre els quals es desenvoluparia la futura tecnologia dels semiconductors.

Ja abans d'aquests experiments, les comunicacions telegràfiques estaven molt arrelades des que el 1844 Samuel F. B. Morse realitzés la primera demostració experimental de la comunicació elèctrica enviant un missatge punt-ratlla per un cable que unia Baltimore amb Washington, en què s'utilitzava la terra com a línia de retorn; la ràpida expansió que el telègraf va experimentar immediatament va tenir el punt culminant el 1858 amb la instal·lació del primer cable transatlàntic.

L'any 1876 Alexander Graham Bell va obtenir la patent del telèfon com a sistema capaç de transmetre elèctricament la veu humana per un conductor; el telèfon, igual que el seu predecessor el telègraf, va obtenir un ràpid assentament, malgrat la limitació en la distància màxima de transmissió, al contrari del que passava amb el telègraf; aquest factor va ser el desencadenant d'una recerca d'alternatives i solucions al problema.

D'altra banda, Marconi després de realitzar a Bolònia les seves primeres experiències seguint les pautes marcades per Hertz, el 1896 va decidir traslladar-se a Londres, atret per l'interessant mercat que representava la flota mercant anglesa; així, el 1897 va constituir la British Marconi Company després d'haver fet amb èxit unes experiències de radiotelegrafia; un any més tard, el 1898, va aconseguir transmetre per mar a una distància de 23 km, distància que va assolir augmentar a 50 km el 1899 a través del canal de la Mànega; aquestes experiències es van veure recompensades el 1901 quan va aconseguir establir la primera transmissió transatlàntica a través de 3.500 km. Tot i així, malgrat els esforços que hi va dedicar, la transmissió transoceànica no va tenir una implantació comercial immediata, tot al contrari del que va passar amb la transmissió de vaixell a costa, per raons òbvies, ja que atreia un nombre més gran d'interessos comercials; d'aquesta forma i en molt poc espai de temps Marconi va aconseguir el lideratge mundial en el camp de la telegrafia sense fils.

A Thomas A. Edison se li deu un gran nombre d'invencions a les quals va saber aplicar immediatament el seu gran sentit comercial; tot i així, al seu descobriment de caràcter més científic, l'emissió catòdica d'un filament incandescent, conegut com efecte Edison, no li va donar massa importància; va ser Ambrose Fleming qui es va adonar d'aquesta important propietat i el 1904 va produir la primera vàlvula termoiònica de dos elèctrodes, que va patentar com a díode. Dos anys més tard, el 1906, Lee De Forest va inventar de la vàlvula tríode, que va afavorir la fabricació massiva de receptors de radiodifusió i la seva propagació i assentament social, a la qual va seguir l'aparició de noves vàlvules amb quatre, cinc o més reixetes, cada cop més petites i amb més prestacions. Aquell mateix any, el 1906, H. H. Dunwoody i G. W. Pickard inventaren el detector de cristall, i més tard van anar apareixent diverses aplicacions de la vàlvula tríode, principalment les d'amplificació. Així, de forma independent, el 1912 Lieben i Armstrong introduïren la realimentació en els amplificadors

—posteriorment ampliada per Harold Black, Harry Nyquist i Hendrik Bode entre 1915 i 1940— com a pas previ cap a la utilització de les vàlvules en la transmissió radiofònica —a Armstrong se li deu també la invenció del receptor superheterodí i el sistema de modulació de freqüència—, encara que la idea de la transmissió de veu per ràdio ja havia estat plasmada per Leblanc el 1896 en pensar en la modulació d'amplitud dels senyals d'alta freqüència, però no va poder ser demostrada fins al 1902 per Reginald Fessenden.

Estranyament Marconi no va reaccionar davant les possibilitats de la radiodifusió, tot i que tenia la patent del díode inventat per Fleming; d'aquesta forma, l'American Telephone and Telegraph (ATT) va ser la pionera en la telefonia sense fils.

La I Guerra Mundial va donar una gran empenta al desenvolupament de noves i perfeccionades vàlvules, tant per a l'emissió com per a la recepció amb finalitats bèl·liques.

Pel que fa a la radiodifusió, la primera emissió regular la va realitzar el 1920 la companyia americana Westinghouse a Pittsburg, amb l'estació KOKA, seguida de la que va fer Marconi a Anglaterra aquell mateix any; aquesta, però, va ser efímera, ja que fins al 1922 no es va regularitzar a Anglaterra la radiodifusió privada; aquest factor va ser propici per l'aparició el 1923 de la British Broadcasting Company (BBC), sorgida a l'entorn de les companyies Marconi, General Electric Company, British-Thompson-Houston, Metropolitan Vickers, Western Electrical, International Western Electric i la RCC, fins que el 1927 va passar a titularitat pública.

Les primeres experiències de transmissió d'imatges, o televisió (TV), foren de tipus electromecànic i les realitzà Paul Nipkow l'any 1884. Es basaven en el gir mecànic d'un disc perforat amb una espiral de forats que servia tant per captar la imatge com per reproduir-la, fent ús de dispositius fotodetectors. Baird, el 1925 realitzà la primera demostració de TV basada en un sistema electromecànic millor que el de Nipkow, i el 1929 la BBC realitzà la primera emissió experimental de TV. L'era de la TV electrònica va ser iniciada per Zworkyn, que el 1928 va crear l'iconoscopi, pas previ al primer sistema sofisticat de TV originat el 1939 en els laboratoris de la Radio Corporation of America (RCA).

Marconi, en les seves experiències de transmissió en la banda de 3 a 20 MHz realitzades entre 1919 i 1924, va començar a utilitzar com a generador l'oscil·lador d'electrons creat per Barkhausen i Kurz el 1919, amb el qual era possible arribar a freqüències de fins a 300 MHz.

Respecte a les microones, el primer radioenllaç fou també realitzat per Marconi el 1933, en enllaçar la seu del Vaticà amb la residència estival de Castel Gandolfo, cobrint una distància d'uns 45 km. Amb això s'anava posant en evidència la necessitat de comptar amb equips d'una potència transmissora més gran; la solució al problema va venir de la mà dels germans Varian, que el 1939 van inventar el *klystron*, que es podia utilitzar com a oscil·lador i també com a amplificador. La teoria de la propagació en guies d'ona va ser introduïda per Southworth al principi dels anys trenta utilitzant freqüències d'operació baixes, de manera que per poder reduir la mida de les guies aquestes s'omplien de material dielèctric; es va haver d'esperar fins al 1932 per obtenir oscil·ladors de Barkhausen operatius a 2 GHz i poder utilitzar guies d'ona més petites i que utilitzaven l'aire com a dielèctric.

Novament l'arribada de la II Guerra Mundial va comportar un nou avenç en les comunicacions, en especialment dels sistemes de radar (*radio detection and ranging*), per els que es van desenvolupar molts components en guia d'ones, que un cop acabada la guerra van ser d'aplicació immediata als sistemes civils de comunicació, especialment als radioenllaços de telefonia i televisió, que es van veure especialment afavorits amb la utilització massiva, a partir de 1952, del *tub d'ona progressiva*, dispositiu inventat durant la II Guerra Mundial per Rudolph Kompfner.

L'aparició dels dispositius d'estat sòlid, el transistor de puntes de J. Bardeen i W. Brattain, l'any 1948, substituït el 1951 pel d'unió bipolar realitzat per W. Shockley, va donar un nou impuls als sistemes de comunicacions; al principi s'utilitzaven en les etapes de freqüència intermèdia (FI) i circuits de control, però progressivament es van anar incorporant els transistors bipolars de microones, com també els díodes varactors d'AsGa, els díodes *Schottky* per a mescladors, així com els díodes *Gunn* i *Impatt* per a oscil·ladors. Als anys setanta es comencen a utilitzar els transistors FET d'AsGa en amplificadors de baix soroll en les bandes de 4 a 6 GHz, i es comença a substituir la circuiteria en guia d'ones per la tecnologia impresa amb línies microstrip, com també comencen a utilitzar-se ressonadors dielèctrics en el disseny d'oscil·ladors i filtres selectius; i la contínua aparició de nous i millors dispositius semiconductors permet augmentar la freqüència d'operació fins arribar a les bandes de freqüències mil·limètriques.

Les primeres comunicacions per satèl·lit es remunten a l'any 1946. En aquell any l'exèrcit dels EUA va iniciar un experiment en què s'utilitzava la Lluna com a satèl·lit natural per reflectir-hi les ones de ràdio; amb aquest sistema es va establir el 1956 un enllaç fix entre Washington i Hawaii que operava a 430 MHz, amb una potència transmissora de 100 kW i antenes de 26 metres de diàmetre. Després d'alguns altres intents basats en satèl·lits artificials passius, el primer satèl·lit artificial operatiu fou el *Telstar*, llançat el 1962 per l'ATT, que operava a 6 GHz en l'enllaç ascendent i a 4 GHz en el descendent, al qual ja varen seguir la creació dels consorcis internacionals Intelsat i Eutelsat, que configuren, amb d'altres consorcis privats, el panorama actual de les comunicacions per satèl·lit.

Pel que fa a les comunicacions òptiques, l'aparició del làser el 1950 va suposar l'inici de l'activitat investigadora cap a l'aplicació de la llum coherent a les comunicacions. Els primers experiments realitzats als anys seixanta es basaven en la propagació atmosfèrica de la llum del làser; el 1970, Kapron, Keck i Maurer de la companyia Corning Glass Works produïren la primera fibra òptica amb atenuació inferior als 20 dB/km, que va obrir les portes a la seva utilització en les comunicacions com a alternativa al cable coaxial; els fenòmens de dispersió i absorció de les fibres en restringiren l'ús a les tres finestres centrades en les longituds d'ona de 850, 1.300 i 1.500 nm, de forma que va ser necessari desenvolupar dispositius fotoelectrònics operatius en aquests marges. Simultàniament va aparèixer el concepte d'utilitzar guies d'ona dielèctriques amb dispositius fabricats en guies òptiques per a aplicacions de commutació, filtratge, modulació i multiplexatge, i així va sorgir la denominació d'*òptica integrada*, encara vigent, sobre la qual es fan moltes activitats de recerca.

Amb aquest breu resum històric s'ha pretès seguir l'evolució que han experimentat les comunicacions des dels seus inicis elèctrics amb el telègraf, fins a la moderna utilització de l'òptica, que l'ha

convertida en una matèria multidisciplinària, però amb un tronc comú assentat per Maxwell el 1864.

1.2 Model d'un sistema de telecomunicació

La finalitat de tot sistema de telecomunicació consisteix a donar un suport vàlid per a l'intercanvi d'informació entre un o més usuaris, entenent per usuari tant persones físiques com màquines.

Podem establir un model bàsic format pels elements següents:

- una o diverses fonts d'informació.
- un subsistema transductor d'aquesta informació a senyals elèctrics.
- un subsistema emissor.
- un canal de transmissió.
- un subsistema receptor.
- un subsistema transductor de senyals elèctrics a informació.
- un o diversos destinataris de la informació.

Com és obvi, ha d'existir una font d'informació que ha de ser transmesa; en són alguns exemples la veu humana en el cas de la telefonia, el programa sonor que es realitza en un estudi en el cas de la radiodifusió sonora, el programa audiovisual que s'està realitzant en un plató, en el cas de la TV, el manuscrit que es transmet per fax, o bé la informació processada per un caixer automàtic i l'ordinador central del banc.

Atès que un sistema de telecomunicació es basa en la utilització de senyals elèctrics, serà necessari incloure-hi un subsistema transductor amb l'objectiu de recollir tota la informació en llenguatge "*humà*" que es vol enviar i traduir-la a un llenguatge "*elèctric*"; en són alguns exemples els micròfons, encarregats de convertir la pressió sonora en senyal elèctric d'àudio; la càmera de vídeo, capaç de recollir els fotons d'una escena i convertir-los en senyal elèctric de vídeo; l'escàner apte per digitalitzar el contingut imprès en un paper, o bé, finalment, el tacòmetre d'un motor, que converteix la velocitat de gir en un senyal elèctric.

Un cop obtinguts els senyals elèctrics portadors de la informació aquests s'han d'adequar al medi de transmissió que s'utilitzi, a fi de garantir unes condicions de transmissió òptimes. Aquesta és la funció de l'emissor.

En funció de quina sigui l'aplicació s'ha de triar un medi o canal de comunicació adequat, que inclou la distància física que separa la font d'informació del destinatari; acostuma a ser un sistema passiu, és a dir, un sistema que no contribueix a una amplificació del senyal que s'hi propaga, sinó que més aviat introdueix una sèrie de fenòmens que el debiliten. Exemple de canals de transmissió poden ser l'espai lliure (propagació radioelèctrica), la fibra òptica i les línies de transmissió (cables).

A l'extrem d'aquest canal de comunicació hem d'emplaçar l'equip receptor que s'ha d'encarregar de recollir el senyal transmès de forma òptima quant a criteris de qualitat i retornar un senyal elèctric "net" apte per ser introduït en el transductor.

De forma anàloga a l'emissor, tenim ara un subsistema transductor que s'ha d'encarregar de convertir la informació rebuda en "*llenguatge elèctric*", en una informació en "*llenguatge humà*" capaç de ser reconegut de forma fàcil pel destinatari; en aquest cas, alguns exemples de transductors són els altaveus, els tubs d'imatge (TRC), les impressores, etc.

A la figura 1.1 es veu el diagrama de blocs d'un sistema típic de telecomunicació. A partir d'aquest esquema bàsic i en funció de l'aplicació determinada, s'ha de procedir en primer lloc a triar el mitjà

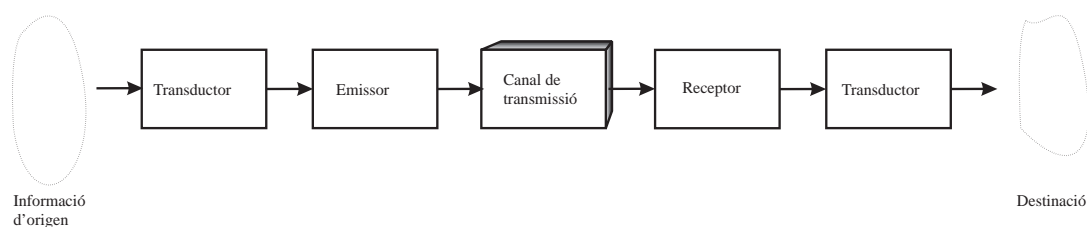


Fig. 1.1 Esquema de blocs d'un sistema de telecomunicació.

o canal de transmissió més adient d'acord amb els objectius que es volen assolir i, a continuació, establir un esquema de blocs més detallat que inclogui una descripció matemàtica de cadascun dels elements físics que l'integren (introducció de models). A partir d'ell s'ha de calcular la funció de transferència del sistema, és a dir, aquella eina matemàtica que el caracteritza i que permet analitzar la viabilitat del sistema de comunicació que es proposa, i en cas positiu, poder posar-lo en funcionament amb plenes garanties.

1.3 Sistemes de radiodifusió: sonora i de televisió

En aquest apartat tractarem aquells sistemes de telecomunicació denominats de radiodifusió que es caracteritzen per l'objectiu de realitzar la difusió d'un únic missatge de contingut audiovisual a un gran nombre d'usuaris per mitjà d'una comunicació de tipus unidireccional, és a dir, que el receptor no pot contestar l'emissor, únicament en rep el missatge. Com a exemples típics podem citar el cas de la radiodifusió sonora del programa d'una estació de ràdio i la transmissió del senyal de televisió d'una emissora.

Usualment aquests sistemes utilitzen el mecanisme radioelèctric com a mitjà de transmissió de la informació, basat en la utilització d'ones electromagnètiques que es propaguen a través de l'espai lliure (*broadcast*), o bé en estructures guiades com les línies de transmissió (TV per cable o CATV), o mitjançant els dos sistemes.

Els mecanismes que s'utilitzen per a la transmissió tant dels senyals d'àudio com dels de vídeo acostumen a ser bastant similars, encara que la diferència més important entre ells radica en l'amplada

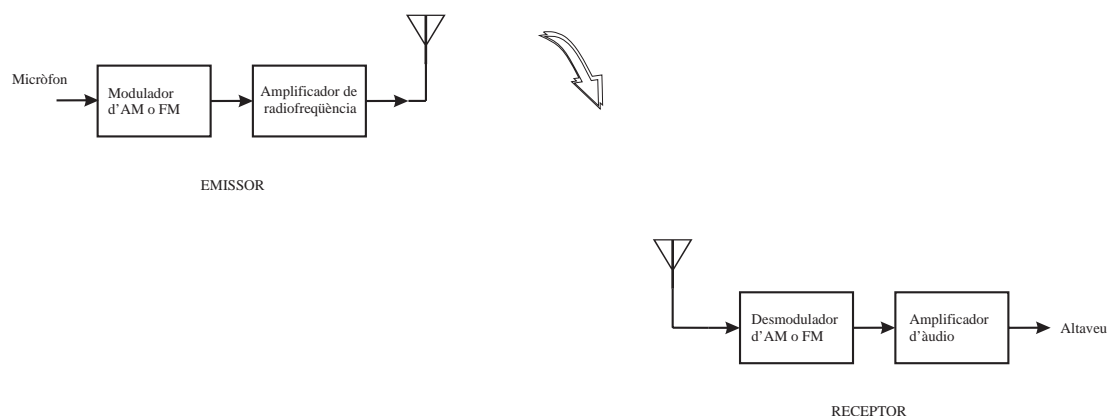


Fig. 1.2 Esquema de blocs d'un sistema de radiodifusió.

de banda. El senyal d'àudio en *banda base*, terme amb el qual es denomina el senyal quan no ha experimentat encara cap tipus de modulació, és a dir, el senyal que s'obté directament a la sortida d'un micròfon, presenta una amplada de banda de 20 kHz (marge de 20 Hz a 20 kHz), mentre que el senyal de vídeo que s'obté a la sortida d'una càmera de TV presenta una amplada de banda molt més gran, de l'ordre de 5 MHz. Aquesta característica fonamental condiciona en gran manera la banda de freqüències que s'ha d'utilitzar per a la transmissió.

L'esquema de blocs d'un sistema de radiodifusió es pot veure a la figura 1.2. El senyal obtingut a la sortida d'un micròfon o d'una càmera de vídeo s'introdueix a un modulador —usualment d'amplitud AM o de freqüència FM—, que s'encarrega d'afegir-hi una freqüència de portadora, la qual cosa equival a realitzar un trasllat en freqüència del senyal de banda base a la banda de freqüències assignada per aquest servei, llavors s'introdueix a un amplificador de potència connectant la seva sortida a una antena o sistema radiant, usualment de cobertura omnidireccional; el senyal viatja com una ona electromagnètica per l'espai lliure; el senyal és recollit per l'antena d'un sistema receptor, que un cop amplificat i filtrat s'introdueix a l'entrada d'un desmodulador, que s'encarrega de traslladar a banda base el senyal rebut per tal de connectar-lo directament a un altaveu o a un monitor de vídeo.

Pel que fa als mecanismes de distribució del senyal, podem distingir les xarxes de distribució terrestres i la radiodifusió directa per satèl·lit.

Quan tractem l'espectre radioelèctric veurem que sobre ell les administracions públiques realitzen una assignació de freqüències per als diferents serveis de telecomunicació, assignació que té en compte les característiques dels senyals que es transmeten i la problemàtica en termes de la propagació radioelèctrica que experimenten els senyals, a causa principalment a l'atenuació soferta segons la freqüència.

1.3.1 Xarxes de distribució terrestres

Com el seu nom indica, es tracta de xarxes de telecomunicació en les quals el transport dels senyals es realitza mitjançant enllaços terrestres. Entre elles podem distingir les comunicacions punt a punt i

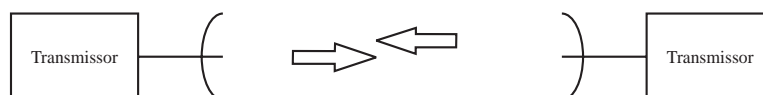


Fig. 1.3 Exemple d'un sistema de radioenllaç punt a punt.

les comunicacions multipunt; en el primer cas s'estableix una comunicació entre dos enclavaments utilitzant antenes molt directives, mentre que en el segon cas es tracta d'un emissor amb una antena de cobertura omnidireccional i diverses receptores amb antenes directives orientades al centre emissor.

Exemples típics de xarxes punt a punt són els sistemes de radioenllaços per a comunicacions entre centrals telefòniques, o entre els estudis a on es realitza un programa de ràdio o TV i el seu centre emissor corresponent; mentre que les xarxes multipunt típiques són les pròpies de distribució dels senyals de ràdio i de TV entre el centre emissor i les múltiples receptores.

En aquest grup també es poden considerar les xarxes de distribució per cable. En són exemples típics la pròpia xarxa telefònica o els sistemes de TV per cable. En aquesta categoria es poden tractar els sistemes de distribució d'antena col·lectiva, sistemes en els quals el senyal rebut per una única antena es distribueix per cable a un nombre determinat d'usuaris. A les figures 1.3 i 1.4 s'il·lustren aquests conceptes.

Les bandes de freqüències que s'utilitzen van des de 530 kHz a centenars de MHz en el cas de la radiodifusió sonora i TV, mentre que en sistemes de radioenllaços o punt a punt les bandes de freqüències se situen en el marge de microones entre 1.000 MHz i 30 GHz, segons l'aplicació.

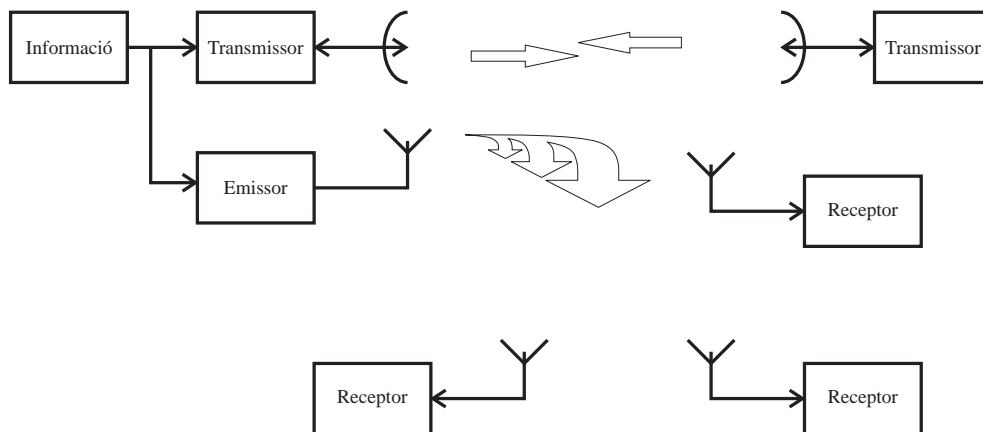


Fig. 1.4 Exemple d'un sistema de radioenllaç punt a punt més un sistema de radiodifusió multipunt.

1.3.2 Radiodifusió per satèl·lit

Aquest és un cas particular de xarxa multipunt; l'emissor es troba en aquest cas embarcat en un satèl·lit de comunicacions que té unes antenes amb una cobertura capaç d'abastar tot un continent o solament el contorn d'un país. El senyal generat pels estudis de ràdio o TV és transportat mitjançant enllaços terrestres punt a punt fins al centre de control del satèl·lit, des d'on és enviat cap al satèl·lit (enllaç ascendent); aquest actua de forma quasi transparent i s'encarrega de difondre'l cap a la Terra (enllaç descendent) realitzant la cobertura que li pertorqui. Els sistemes receptors terrestres han de disposar d'antenes directives orientades cap al satèl·lit a fi de captar a la perfecció els senyals emesos per aquest, desmodular-los i visualitzar-los en un monitor.

Les bandes de freqüències en què es realitza aquest enllaç de baixada se situen a l'entorn dels 12 GHz ($12 \cdot 10^9$ Hz). La raó de la utilització d'aquestes bandes és que permeten dissenyar antenes de gran directivitat sense tenir unes dimensions excessives, la qual cosa n'abarateix els costos de fabricació i les fa assequibles al gran públic, i que són unes bandes de freqüències en què els efectes d'atenuació de les capes atmosfèriques són menys notoris.

Els satèl·lits de comunicacions que s'utilitzen habitualment estan situats a l'òrbita geostacionària a 36.000 km de distància sobre l'equador; això vol dir que giren en sincronisme amb la Terra la qual cosa vol dir que un observador situat a la Terra sempre veu el satèl·lit en la mateixa posició. D'altra banda, la problemàtica associada amb aquests sistemes està en el mateix satèl·lit. En primer lloc, la gran distància que els senyals han de recórrer en l'enllaç de baixada introdueix una gran atenuació (de l'ordre de 190 dB), fet que debilita en gran manera el senyal; la solució fàcil d'aquest problema seria augmentar la potència d'emissió del satèl·lit, però això no és possible perquè en el satèl·lit l'energia

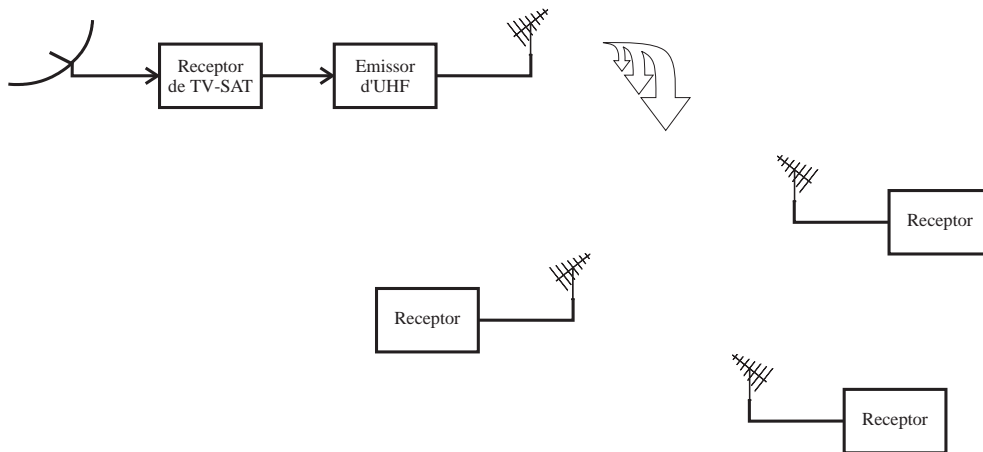


Fig. 1.5 Sistema de recepció de TV via satèl·lit i radiodifusió en UHF.

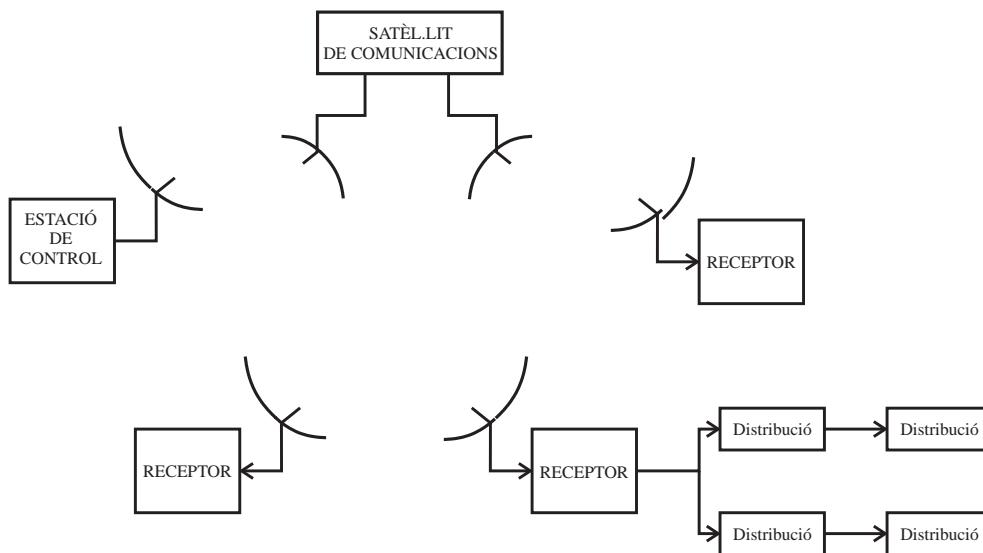


Fig. 1.6 Exemple d'un sistema de radiodifusió per satèl·lit.

s'extreu a partir dels seus panells solars i la seva eficiència és reduïda; l'única solució és fer un disseny acurat del receptor i una posada a punt adequada de la instal·lació.

Tot i així els avantatges dels sistemes de TV difosos des de satèl·lit són molts: en primer lloc, fan la cobertura de grans territoris evitant la utilització de xarxes terrestres de reemissors de TV i els problemes de planificació de freqüències que porten associats, amb la qual cosa alliberen una part important de l'espectre radioelèctric d'UHF per a d'altres finalitats; en segon lloc, en tractar-se d'enllaços altament directius s'eviten els problemes associats a les reflexions dels senyals produïts per edificis propers a l'emplaçament habitual de les antenes (efecte de doble imatge), amb la qual cosa s'obté un augment apreciable de la qualitat de la imatge; i finalment, com que es tracta de sistemes de gran capacitat és possible rebre un nombre important d'emissions o programes des d'un mateix satèl·lit amb una única estació receptora.

1.4 L'espectre radioelèctric

Tots els sistemes de telecomunicació utilitzen senyals elèctrics per al transport de la informació; aquests es descriuen per la variació en el temps de les seves magnituds de tensió i corrent. A més d'aquesta descripció en el domini del temps, és possible establir-ne una altra en el domini de la freqüència, que és l'*espectre* del senyal; ambdues descripcions estan totalment relacionades per la transformada de Fourier

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt \leftrightarrow x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) e^{j2\pi ft} df \quad (1.1)$$

Quan parlàvem de l'amplada de banda d'un senyal d'àudio dèiem que estava compresa entre 20 Hz i 20 kHz. Això vol dir que qualsevol senyal d'àudio es pot descriure no tan sols per la seva variació temporal sinó també pel seu espectre, el conjunt de components espectrals compresos en aquest marge de freqüències.

Hem vist que per poder establir una comunicació cal adequar la informació al mitjà de transmissió; en el cas de la radiodifusió això es realitza mitjançant la modulació en amplitud o freqüència d'un senyal portador (sinusoide de freqüència elevada) apte per a la seva transmissió en el mitjà. Aquest senyal de freqüència elevada, modulad pel senyal d'informació, és el que s'aplica a l'antena emissora i es propaga a través de l'espai lliure com una ona electromagnètica. Aquesta ona és descrita per les seves magnituds de camp elèctric i magnètic, i també per la seva freqüència de portadora i amplada de banda de transmissió o, el que és el mateix, la zona de l'espectre radioelèctric que ocupa.

L'espectre radioelèctric és un conjunt d'ones electromagnètiques amb freqüències compreses entre 3 kHz i 3.000 GHz. Cada mitjà de transmissió té el seu propi espectre radioelèctric o amplada de banda de transmissió en la qual s'ubiquen els senyals que s'hi propaguen; en el cas d'utilitzar l'espai com a mitjà pot donar-se la circumstància que siguin molts els senyals que s'hi propaguin i que s'arribi a omplir l'espectre radioelèctric; com que aquest és un bé limitat i sense possibilitat de créixer, es poden

superposar o encavallar un o diversos senyals diferents però de la mateixa freqüència o molt propers, amb el risc de produir interferències i impedir l'establiment de cap comunicació. És per aquesta raó que l'espectre radioelèctric adopta el caràcter de bé de domini públic i el seu control i custòdia passen a ser responsabilitat de les administracions públiques, les quals estableixen el reglament d'ús i l'assignació de freqüències i potències d'emissió per a les estacions i els serveis de comunicació que ho sol·licitin.

1.4.1 Organismes internacionals reguladors de les comunicacions

La Unió Internacional de Telecomunicacions (UIT) és una agència dependent de l'ONU integrada per 168 països membres, en la qual els governs i el sector privat coordinen l'establiment i l'operació de xarxes de telecomunicacions i serveis, i es responsabilitzen de la reglamentació, l'estandardització, la coordinació i el desenvolupament de les telecomunicacions internacionals, com també de l'harmonització dels reglaments nacionals; el seu objectiu és fomentar i facilitar el desenvolupament global de les telecomunicacions per al benefici universal de la humanitat, mitjançant les regles de les lleis, el consens mutu i les accions cooperatives; la seva missió és proveir els productes i serveis necessaris per a tota la comunitat vinculada a les telecomunicacions, que una organització internacional sempre pot oferir de manera millor.

Les normes que elabora es reflecteixen en el *Conveni Internacional de Telecomunicacions*, la ratificació del qual per cadascun dels països membres suposa la seva acceptació i el compliment de les seves normes i reglaments, entre ells el de radiocomunicacions. La UIT divideix el món en tres regions: la regió I, compresa entre els meridians -20° i $+20^{\circ}$, que cobreix Àfrica, Europa i la part asiàtica de la CEI; la regió II, formada per Amèrica i Groenlàndia i delimitada pels meridians -20° i -160° ; i la regió III, integrada per Àsia i Austràlia, que cobreix la zona entre els meridians $+20^{\circ}$ i $+180^{\circ}$.

La UIT, a través del seu secretariat organitza les World Administrative Radio Conferences (WARC), en les quals es redacten les *Regulacions Internacionals de Ràdio*. El suport tècnic el proporciona el Bureau de Desenvolupament de les Telecomunicacions (BDT), mentre que l'Oficina Internacional del Registre de Freqüències (IFRB) anota les freqüències que cada país membre proposa per als seus serveis de telecomunicació i supervisa que s'ajusin a les normatives de la UIT. L'International Radio Consultive Committee (CCIR) i l'International Telegraph and Telephone Consultive Committee (CCITT) elaboren les recomanacions que han de seguir els enginyers en el disseny i desenvolupament de nous sistemes. Les recomanacions del CCIR i el CCITT, anomenades UIT-R i UIT-T, un cop són aprovades en el WARC, adquireixen el caràcter de tractat internacional.

1.4.2 L'espectre electromagnètic

L'espectre electromagnètic inclou totes les freqüències de les ones electromagnètiques, tant radioelèctriques com òptiques, i s'ordena en funció de la freqüència dels senyals i de la seva longitud d'ona d'acord amb el que s'indica a la taula 1.1. Al seu torn, el marge de freqüències òptiques es

Taula 1.1 Denominacions dels marges de freqüències de l'espectre electromagnètic.

<i>Tipus de radiació</i>	<i>Freqüència</i>	<i>Longitud d'ona</i>	<i>Energia/Fotó</i>
Ionitzant	> 3.000 THz	< 100 nm	>12,4 eV
Ultraviolada (UV)	3.000 - 750 THz	100 - 400 nm	12,4 - 3,10 eV
Visible	750 - 385 THz	400 - 780 nm	3,10 - 1,59 eV
Infraroja (IR)	385 - 0,3 THz	0,78 - 1.000 µm	1.590 - 1,24 meV
de Microones	300 - 0,3 GHz	1 - 1.000 mm	1.240 - 1,24 µeV
de Radiofreqüències (RF)	300 - 0,1 MHz	1 - 3.000 m	1.240 - 0,41 neV
d'Extrem. baixes freq. (ELF)	300 Hz - 0	≈ 5.000 km	

classifica segons s'indica a la taula 1.4. Pel que fa a l'espectre radioelèctric, la UIT el classifica d'acord amb la distribució de la taula 1.2. Malgrat que aquesta és la denominació oficial recomanada pel CCIR, encara es continua mantenint la denominació de bandes que es va establir durant la II Guerra Mundial per a les aplicacions de radar en el marge de microones i que, com es veu,

Taula 1.2 Classificació de l'espectre radioelèctric.

<i>Denominació</i>	<i>Abreviatura</i>	<i>Freqüències</i>	<i>Longitud d'ona</i>
Very Low Frequency	VLF	3 kHz - 30 kHz	100 km - 10 km
Low Frequency	LF	30 kHz - 300 kHz	10 km - 1 km
Medium Frequency	MF	300 kHz - 3 MHz	1 km - 100 m
High Frequency	HF	3 MHz - 30 MHz	100 m - 10 m
Very High Frequency	VHF	30 MHz - 300 MHz	10 m - 1 m
Ultra High Frequency	UHF	300 MHz - 3 GHz	100 cm - 10 cm
Super High Frequency	SHF	3 GHz - 30 GHz	10 cm - 1 cm
Extremely High Frequency	EHF	30 GHz - 300 GHz	10 mm - 1 mm

Taula 1.3 Subclassificació del marge de freqüències de microones.

<i>Denominació de banda</i>	<i>Freqüències</i>
L	1 GHz - 2 GHz
S	2 GHz - 4 GHz
C	4 GHz - 8 GHz
X	8 GHz - 12 GHz
Ku	12 GHz - 18 GHz
K	18 GHz - 27 GHz
Ka	27 GHz - 40 GHz 40 GHz - 300 GHz

consisteixen en subbandes de les anteriors, segons s'indica a la taula 1.3. Finalment, a la taula 1.5 es descriu la distribució de l'espectre radioelèctric i les bandes d'operació en funció del mitjà i el

Taula 1.4 Classificació de l'espectre de freqüències òptiques.

<i>Denominació</i>	<i>Longitud d'ona (nm)</i>	<i>Altres denominacions</i>
UV-C	10 -190	UV de buit
	100 - 280	Germicida
	200 - 315	Actínica
UV-B	280 - 315	Eritèmica
UV-A	315 - 400	Llum negra
Violeta	400 - 424	
Blau	424 - 491,2	
Verd	491,2 - 575	
Groc	575 - 585	
Taronja	585 - 647	
Vermell	647 - 780	
IR-A	780 - 1.400	
IR-B	1.400 - 3.000	
IR-C	3.000 - 1.000.000	

Taula 1.5 Classificació de l'espectre electromagnètic en funció del mecanisme de propagació i del tipus d'aplicació.

<i>Banda</i>	<i>Mitjà de transmissió</i>	<i>Aplicació</i>	<i>Tipus de propagació</i>
Ultraviolada Visible Infraroja	Fibres òptiques Raig làser	Experimental Comunicacions	Espai lliure Guiada: Fibra òptica
Mil·limètrica SHF	Guia d'ones Radiopropagació	Experimental Navegació Satèl·lits Radioenllaços micro-ones Radar	Ona d'espai
UHF	Cable coaxial Radiopropagació	TV Aeronàutica Comunicacions mòbils	Ona d'espai Dispersió troposfèrica
VHF	Cable coaxial Radiopropagació	TV FM comercial Ràdio mòbil	Ona d'espai Dispersió ionosfèrica
HF	Cable coaxial Radiopropagació	Radioaficionats Internacional Banda ciutadana	Ona ionosfèrica Ona de superfície
MF	Cable coaxial Radiopropagació	AM comercial Aeronàutica	Ona de superfície Ona ionosfèrica
LF	Parells de fils Radiopropagació	Aeronàutica Cable submarí	Ona de superfície
VLF	Parells de fils Radiopropagació	Navegació Ràdio transoceànica	Terra-ionosfera
Àudio	Parells de fils	Telèfon Telègraf	

mecanisme de propagació utilitzat i de l'aplicació recomanada.

1.4.3 Bandes de freqüències atribuïdes als serveis de radiodifusió

A la classificació anterior s'observa que les bandes de freqüències atribuïdes als serveis de radiodifusió ocupen una part important de l'espectre. A continuació detallarem les freqüències assignades als serveis de radiodifusió sonora i de televisió.

- Ones quilomètriques (llargues) LF:	de 150 a 285 kHz	Ràdio
- Ones hectomètriques (mitjanes) MF:	de 535 a 1.605 kHz	Ràdio AM
- Ones decamètriques (curtes) MF/HF:	de 3,95 a 26,1 MHz Bandes 2, 3, 4 i 5 MHz Bandes 6, 7, 9, 11, 15, 17, 21 i 26 MHz	Ràdio
- Ones mètriques (ultracurtes) VHF:	Banda I de 47 a 68 MHz Banda II de 87,5 a 107,8 MHz Banda III de 174 a 230 MHz	TV Ràdio FM TV
- Ones decimètriques UHF:	Bandes IV/V de 470 a 862 MHz	TV
- Ones centimètriques SHF:	11,7 - 12,5 GHz	TV satèl·lit

Cal assenyalar que avui dia la difusió terrestre de senyals de TV es realitza en les bandes IV/V, però, a més, a les bandes I i III. En aquest sentit, existeix una recomanació d'abandonar progressivament les bandes I i III per aquest servei i destinar-les a d'altres necessitats.

1.5 Caracterització i estudi de les ones radiades i guiades

Per caracteritzar senyals de baixa freqüència s'utilitzen les magnituds de tensió i corrent, i les lleis de Kirchhoff i Ohm per a l'anàlisi de circuits. Ara bé, quan les freqüències de treball augmenten, llavors aquestes eines d'anàlisi comencen a no ser vàlides per descriure un circuit de RF, pel fet que els temps de retard i de propagació dels senyals en el circuit comencen a ser rellevants; normalment són insignificants quan la longitud d'ona λ , definida com

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1.2)$$

—on c és la velocitat de propagació en el buit ($3 \cdot 10^8$ m/s) i f la freqüència en Hz—, és molt més gran que les dimensions físiques del circuit. En conseqüència, per a l'anàlisi dels circuits de RF en què aquest supòsit deixa de complir-se, s'han d'utilitzar eines d'anàlisi basades en les lleis de l'electromagnetisme, fent ús del concepte d'ones elèctriques que es propaguen.

Una ona electromagnètica es pot propagar de forma guiada en una estructura de cable coaxial, de guia d'ones o de fibra òptica, o bé de forma no guiada com una radiació a l'espai lliure. En ambdós casos la seva descripció es realitza mitjançant les intensitats de camp elèctric E i magnètic H .

1.5.1 Propagació en estructures guiades

Tot i així, estructures guiades com ara el cable coaxial es poden analitzar a partir de les ones de tensió i corrent que s'hi propaguen; si fem el quocient entre ambdós paràmetres obtenim una magnitud d'impedància que anomenarem *impedància característica de la línia de transmissió*. També es pot definir la impedància característica com la impedància d'entrada d'una línia homogènia suposada infinitament llarga. Si s'analitza aquest valor d'impedància per a un cable coaxial s'observa que únicament depèn de la relació de diàmetres dels conductors intern i extern, d'acord amb l'expressió

$$Z_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon}} \ln \left[\frac{D_2}{D_1} \right] \quad (1.3)$$

essent D_2 el diàmetre del conductor exterior i D_1 el diàmetre de l'intern i amb les constants de permeabilitat magnètica i permitivitat dielèctrica següents:

$$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} \quad H/m \quad ; \quad \epsilon_o = 8,8 \cdot 10^{-12} \quad F/m \quad (1.4)$$

Per a cables coaxials els valors estàndard que s'han establert per a la seva impedància característica són de 50Ω per a aplicacions professionals i 75Ω per a aplicacions de consum, com tots els sistemes de distribució del senyal de TV.

Com s'ha dit, el comportament d'un cable coaxial queda descrit per les ones de tensió i corrent que s'hi propaguen; pel fet de ser una ona, si en la seva propagació aquesta troba una discontinuïtat —per exemple, el salt d'impedància provocat per la connexió de dues línies d'impedàncies diferents—, part de l'ona incident es propaga però part es reflecteix i crea una ona estacionària en el cable; això significa que no tota la potència de l'ona es transmet, sinó que part de la seva energia hi queda atrapada.

És ben conegut per la teoria de circuits que la màxima transferència de potència es produeix quan hi ha adaptació d'impedàncies entre la impedància del generador i la de càrrega. Aquest concepte és directament aplicable als circuits de RF, en els quals s'ha de vetllar que hi hagi sempre adaptació d'impedàncies entre els cables i els elements i subsistemes que s'interconnectin en qualsevol instal·lació de comunicacions. Dit d'una altra manera: quan a l'extrem d'un cable coaxial es connecti un dispositiu qualsevol, aquest ha de presentar una impedància d'entrada idèntica a la impedància característica del cable amb la finalitat d'aconseguir la màxima transferència de potència i evitar l'aparició d'ones estacionàries.

Una mesura del grau d'adaptació d'un cable és l'anomenada *relació d'ona estacionària* (ROE) —VSWR, en anglès—. Es defineix de la forma següent:

$$S = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{|V_+| + |V_-|}{|V_+| - |V_-|} \quad (1.5)$$

essent V_+ l'ona de tensió incident i V_- l'ona reflectida. Quan el sistema està adaptat, l'ona reflectida no existeix i S té per valor la unitat; en el cas de produir-se una reflexió total —per exemple, un circuit obert o un curtcircuit a l'extrem del cable—, el valor de S serà infinit.

Si bé idealment una línia de transmissió no presenta pèrdues, en la realitat qualsevol d'elles presenta un conjunt de petites pèrdues que contribueixen a l'atenuació del senyal que s'hi propaga i a l'addició de soroll tèrmic, que degrada la relació senyal-soroll (S/N). Els mecanismes que introdueixen pèrdues en una línia de transmissió real són diversos, però entre els més importants cal esmentar les pèrdues en el conductor, les pèrdues en el dielèctric i les pèrdues per radiació.

És important recordar que una línia de transmissió no tan sols introdueix atenuació sobre el senyal, sinó que a més es comporta com una font de soroll; això significa que, si a l'entrada d'una línia introduïm un senyal amb un cert component de soroll, a la sortida tindrem el senyal més atenuat, però el soroll que l'acompanya haurà augmentat pel fet que una part d'ell s'ha generat en la pròpia línia. En conseqüència, en plantejar el disseny d'un sistema de telecomunicació és altament recomanable fer que les longituds dels cables de RF siguin tan curtes com sigui possible.

Suposem que disposem d'una antena receptora amb la qual volem detectar un senyal d'intensitat molt feble; és evident que per fer-ho hem d'utilitzar un amplificador de baix soroll i connectar-lo a l'antena; d'acord amb el que hem dit serà més gran la qualitat del senyal detectat com més petita sigui la distància que separa l'antena de l'amplificador, i així s'evitaran pèrdues addicionals.

En freqüències de microones ($f > 1$ GHz) comença a ser problemàtic l'ús de cables coaxials, pel fet que les seves pèrdues augmenten amb la freqüència. Per pal·liar aquest problema s'utilitzen un seguit

d'estructures que realitzen aquesta funció però amb una atenuació més petita; aquest és el cas de les guies d'ona, estructures metàl·liques tancades, rectangulars o circulars, a l'interior de les quals es propaguen les ones electromagnètiques; o bé de les línies impreses de tipus microstrip, de gran utilitat ja que permeten integrar, de forma simple, en un mateix substrat dielèctric, línies de transmissió amb circuits passius i/o actius de microones (*microwave integrated circuits* o *MIC*).

1.5.2 Propagació a l'espai lliure

En el moment en què es connecta un senyal de RF al terminal d'una antena, s'hi indueixen uns corrents que generen un camp electromagnètic radiat cap a l'exterior. Aquest camp queda descrit pels vectors d'intensitat de camp elèctric E i magnètic H . L'ona electromagnètica generada per l'antena és una ona de tipus esfèric, però que localment es pot considerar plana; l'ona, en viatjar a través de l'espai, experimenta una atenuació que s'avalua en dB a partir de l'expressió

$$\alpha_e = 20 \log \left[\frac{\lambda}{4\pi R} \right] \quad (dB) \quad (1.6)$$

essent λ la longitud d'ona en metres i R la distància recorreguda.

L'avaluació dels paràmetres d'un antena, com també dels camps radiats, és una matèria fortament complexa que queda fora del propòsit d'aquest llibre. Només esmentarem els paràmetres bàsics que defineixen una antena, cosa que ens permetrà calcular els balanços de potència en un enllaç per ràdio.

Es defineix el *radiador isotròpic* com aquella antena ideal que radia de manera idèntica en qualsevol direcció de l'espai. Es defineix el *diagrama de radiació* d'una antena com la distribució, en les direccions de l'espai, que realitza de l'energia que s'introdueix en els seus terminals; es defineix la seva *directivitat* com el valor màxim del diagrama de radiació que presenta en una direcció de l'espai respecte a la que una antena isotròpica presentaria.

Un cop definits aquests paràmetres, podem establir el balanç de potències d'un enllaç entre una antena transmissora i una receptora situada a una distància R , a on la potència rebuda serà

$$P_R = \frac{P_T}{4\pi R^2} D_T A_{eff_R} \quad (1.7)$$

essent P_T la potència transmesa, P_R la potència rebuda, D_T la directivitat de l'antena transmissora, D_R la directivitat de l'antena receptora i A_{eff_R} l'àrea efectiva de la receptora, paràmetre que es relaciona amb la seva directivitat D_R mitjançant l'expressió

$$A_{eff} = D \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (1.8)$$

d'aquesta manera l'equació anterior queda de la forma

$$P_R = P_T D_T D_R \left[\frac{\lambda}{4\pi R} \right]^2 \quad (1.9)$$

en què observem que ara intervé el factor d'atenuació per propagació a l'espai lliure que hem vist abans.

Les magnituds del camp elèctric i magnètic d'una ona que viatja per l'espai tenen dependència temporal i varien de forma sinusoidal amb una freqüència f que és la de l'ona. Es defineix la polarització d'una ona com el comportament del vector intensitat de camp elèctric en funció del temps i en un punt fix de l'espai; una ona està *polaritzada linealment* quan el vector E descriu una línia recta, si aquesta línia està continguda en el pla x l'anomenarem *polarització horitzontal*, i si està en el pla y serà *vertical*; tanmateix, el vector E pot descriure una el·lipse, llavors s'obté una *polarització el·líptica*; o també pot dibuixar una circumferència i, en aquest cas, la *polarització* serà *circular*, a dretes o esquerres, en funció de quin sigui el sentit de rotació del camp elèctric quan aquesta avança cap a l'observador.

A mode d'exemple, podem dir que la transmissió de senyals de TV es realitza amb polarització lineal horitzontal, si bé recentment es comença a utilitzar la vertical, mentre que la transmissió de senyals de ràdio en FM utilitza polarització lineal vertical, horitzontal i/o mixta, barreja de les dues. Els sistemes de TV per satèl·lit de tipus DBS (Hispasat) emeten amb polarització circular, encara que la resta (Astra) ho fan amb polarització lineal. Finalment, només cal dir que la generació d'un determinat tipus de polarització de l'ona depèn exclusivament del disseny de l'antena i del circuit d'alimentació.

És important tenir en compte, en el disseny d'un sistema de telecomunicació, que per obtenir la màxima transferència de potència, a més d'efectuar l'adaptació d'impedàncies dels elements que l'integren, és necessari que es produeixi una adaptació en polarització dels sistemes radiants. A tall d'exemple per al cas de la recepció de TV, si com a receptora utilitzem una antena dipol vertical, no tindrem senyal útil si l'ona emesa està polaritzada horitzontalment.

1.5.3 Mecanismes de propagació radioelèctrica

La propagació d'ones electromagnètiques a l'espai lliure, és a dir, la radiació, es produeix de diverses formes en funció de la banda de freqüències d'emissió. Veurem que la regulació dels serveis de

telecomunicació i l'assignació de freqüències que realitza la UIT es basen en el bon aprofitament dels mecanismes de propagació de les ones electromagnètiques i també de les necessitats d'amplada de banda de transmissió dels diferents serveis.

En aquest apartat descriurem de forma qualitativa els principals mecanismes de propagació radioelèctrica en funció de la freqüència, suposant que l'ona ja ha estat generada per una antena adequada per a la seva transmissió.

a) Ones quilomètriques (LF)

En aquest marge de freqüències, de 30 kHz a 300 kHz, la propagació es realitza per *difracció* de l'ona electromagnètica sobre la superfície de la Terra, sent pràcticament independent del tipus de terra i dels obstacles que troba. A grans distàncies, la capa D de la ionosfera en pot afavorir la propagació. Aquest mecanisme de propagació és d'especial interès en la telegrafia intercontinental de baixa velocitat, els senyals horaris i els sistemes de radionavegació. Penetren alguns metres per sota la superfície del mar, fet que els dóna utilitat en les comunicacions amb submarins. Requereixen antenes de grans dimensions, a més d'una gran potència d'emissió.

b) Ones hectomètriques (MF)

En el marge de 300 kHz a 3 MHz, la propagació per ona terrestre difractada és més difícil, que es propaga millor sobre la superfície del mar que sobre la terra. La propagació més important es realitza mitjançant la reflexió en la capa E de la ionosfera, encara que és molt inestable; de nit la propagació augmenta. Aquest mecanisme és el que utilitza la radiodifusió sonora en AM en la zona baixa de la banda; la part superior de la banda s'empra en comunicacions marines, atesa la bona propagació que presenta sobre la superfície del mar, sense necessitat d'haver de fer servir antenes molt grans.

c) Ones decamètriques (HF)

També conegudes com a ones curtes. (de 3 MHz a 30 MHz), utilitzen la reflexió ionosfèrica per transmetre a grans distàncies (capa F₂); les capes D i E produeixen una certa absorció del senyal. A causa de la variació de les capes de la ionosfera en funció de si és de nit o de dia, els enllaços s'estableixen segons la freqüència i l'hora del dia.

d) Ones mètriques (VHF)

En aquest marge de freqüències la propagació es realitza per visió directa, o també per difracció al voltant de l'esfera terrestre o de diferents obstacles. S'utilitza en enllaços de comunicacions

mòbils i, fins fa ben poc, en la radiodifusió de TV (banda I).

e) Ones decimètriques (UHF)

La propagació per difracció no és gaire important; es realitza bàsicament per visió directa o també per difusió troposfèrica més enllà de l'horitzó. Aquest últim mecanisme és el que permet a l'estiu poder captar esporàdicament algunes emissions de TV procedents de països europeus costaners.

f) Ones centimètriques (SHF)

La propagació només es pot fer per visió directa. L'atenuació produïda per la pluja té un efecte important en freqüències superiors a 10 GHz.

g) Ones mil·limètriques (EHF)

La propagació també és exclusivament per visió directa, encara que limitada per la forta atenuació que introdueix l'absorció atmosfèrica de l'oxigen i del vapor d'aigua.

1.6 Seguretat davant la radiació electromagnètica

1.6.1 La radiació electromagnètica com a radiació no ionitzant

La teoria quàntica assigna a cada ona electromagnètica un fotó d'energia de valor

$$W = hf \tag{1.10}$$

essent h la constant de Planck de valor $6,63 \cdot 10^{-34}$ J·s, i f la freqüència en Hz. Perquè en una molècula es produeixi un efecte ionitzant cal que se li pugui subministrar una energia de l'ordre de 12,4 eV, essent $1 \text{ eV} = 1,602 \cdot 10^{-19}$ J.

Per a radiacions de RF i microones, l'energia fotònica varia entre $1,24 \cdot 10^{-9}$ eV i $1,24 \cdot 10^{-3}$ eV, valors massa petits per poder alterar les estructures moleculars; per poder fer-ho seria necessari disposar d'una energia 10.000 vegades més gran; això només es pot aconseguir en la banda alta de l'ultraviolat, tal com es pot veure a la taula 1.1 de l'apartat 1.4.2.

En conseqüència, les radiacions de RF i microones, juntament amb l'infraroig, la llum visible i part de l'ultraviolat, són *radiacions no ionitzants*. Malgrat això, sí que poden produir uns efectes biològics nocius, principalment de tipus tèrmic.

1.6.2 Efectes biològics a freqüències de RF i microones

Des del punt de vista de la telecomunicació, la utilitat principal de la radiació d'energia electromagnètica, especialment a freqüències de microones, és com a sistema de transport de la informació: radiodifusió directa per satèl·lit, radioenllaços, radar, estacions VSAT (*very small aperture terminal*) per a comunicacions bidireccionals Terra-satèl·lit, detectors de presència en sistemes d'alarmes, obertura automàtica de portes, etc. són algunes de les aplicacions més rellevants.

És també ben conegut que existeixen d'altres aplicacions de les microones i en general de l'energia electromagnètica, que aprofiten les seves propietats com a font de calor. El forn de microones domèstic s'utilitza per cuinar els aliments no escalfant-ne la superfície, com fa un forn convencional, sinó fent que l'escalfor penetri en el seu interior i els cogui per dins, sense escalfar les parets del forn; la freqüència d'operació és de 2.450 MHz, amb potències de RF de l'ordre dels 750 W o més grans, habitualment generades per magnetrons.

En aquesta mateixa línia també trobem usos industrials de les microones, com en aplicacions d'assecat de paper, assecat de xapes de fusta, pasteurització, ceràmiques, i en aplicacions mèdiques de caràcter terapèutic, com la diatèrmia clínica.

Malgrat que el caràcter no ionitzant de la radiació electromagnètica la classifica com a no nociva per als cossos biològics, es pot pensar que una exposició perllongada a una radiació d'aquest tipus pot provocar un seguit d'efectes biològics derivats de les seves propietats com a font de calor.

Així, els efectes biològics d'origen tèrmic que pot provocar la radiació electromagnètica en el cos humà són, entre d'altres, els següents:

- hipertèrmia *calor dissipada en teixits molt profunds.*
- cremades
- cataractes *pel fet que el globus ocular té molt poc reg sanguini i, en conseqüència, dissipa molt malament la calor.*
- esterilitat masculina *els testicles, en condicions normals, es troben a una temperatura d'uns 4° per sota de la de la resta del cos.*

La solució al problema es basa en la prevenció; per tant, cal conèixer quins són els límits màxims

d'exposició per sota dels quals no hi ha cap mena de risc per al cos humà.

Els límits d'exposició es defineixen com l'energia electromagnètica que pot ser absorbida per una massa biològica en un temps determinat, i s'expressa en unitats de W/kg, magnitud que rep els noms següents segons quin sigui l'idioma utilitzat:

TAE: *Taxa d'absorció específica*

SAR: *Specific absorption rate*

DAS: *Débit d'absorption spécifique*

En primer lloc cal distingir dues situacions: *l'exposició laboral* (8 h de cada 24 h), en què el subjecte està sotmès a la radiació només durant la jornada laboral, i *l'exposició al públic* (24 h de cada 24 h), en què el subjecte rep la radiació de forma continuada. Pel que fa al primer cas, s'especifica un TAE menor de 0,4 W/kg i, per al segon, un TAE menor de 0,08 W/kg; ambdós per a qualsevol gram de teixit i per a freqüències superiors a 10 MHz i amitjanat per a qualsevol període de 6 minuts de la jornada laboral i del dia, respectivament.

Com a ordre de magnitud podem dir que, per exemple, la calor generada pel cos humà en repòs (calor basal) és d'1,2 W/kg, valor que es multiplica per 5 quan es fa un esforç físic pesat.

La taxa d'absorció és un paràmetre difícil de mesurar i, per tant, no gaire operatiu. Per suplir aquest inconvenient es defineixen els *llindars operatius* o TLV (*threshold limit value*), expressats com a densitat de potència per unitat de superfície, és a dir, en W/m²; així són més fàcils de mesurar i, per

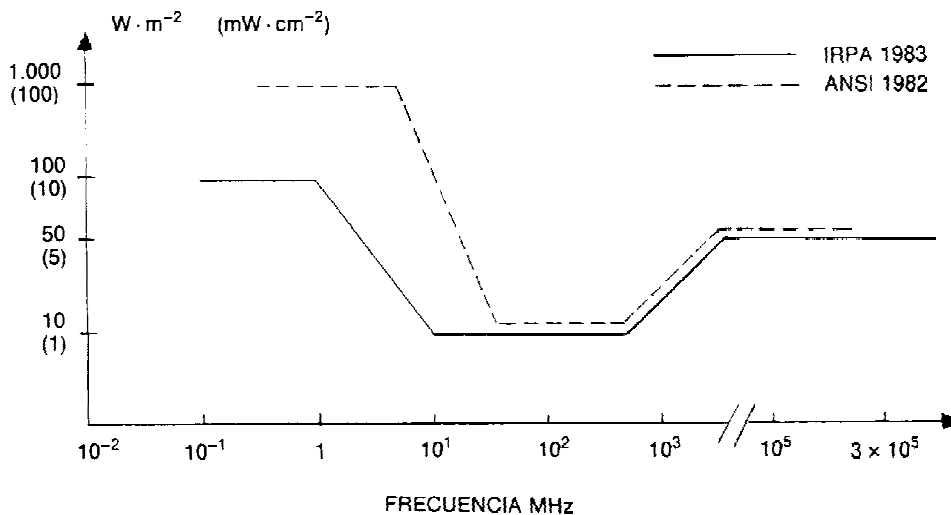


Fig. 1.7 Límits d'exposició a la radiació electromagnètica (TLV) en funció de la freqüència [28].

Taula 1.6 TLV amitjanats per a qualsevol període de 6 minuts.

Freqüències	Ambient laboral		Ambient públic	
	W/m ²	mW/cm ²	W/m ²	mW/cm ²
0,1 MHz	100	10	20	2
> 1 - 10 MHz	100/f	10/f	20/f	2/f
> 10 - 400 MHz	10	1	2	0.2
> 0,4 - 2 GHz	f/40	f/400	f/200	f/2.000
> 2 - 300 GHz	50	5	10	1

tant, més assequibles. Igual que en el cas anterior, es defineixen dos tipus d'exposicions, la laboral i la del públic, i s'estableixen uns límits que varien segons la freqüència, d'acord amb taula 1.6.

Són diversos els organismes internacionals que estudien aquests fenòmens biològics i conseqüentment estableixen els límits de seguretat. L'IRPA (Associació Internacional per a la Protecció contra les Radiacions) i l'ANSI (American National Standard Institute) en són alguns d'ells. Els valors de la taula anterior són els establerts per l'IRPA, i són molt més restrictius que els establerts per l'ANSI; a la figura 1.7 es poden veure aquests límits en funció de la freqüència. Bàsicament podem dir que els llindars de seguretat se situen per sota d'1 mW/cm² per a les bandes de VHF-UHF i per sota dels 5 mW/cm² a freqüències de microones.

1.6.3 Efectes biològics a freqüències òptiques

A freqüències òptiques els efectes biològics més importants són els produïts per la radiació làser (*light amplification by stimulated emission of radiation*).

Són moltes les aplicacions del làser; entre elles podem esmentar les següents:

- comunicacions
- processament de dades (disc compacte, codis de barres)
- mesures industrials (alineament, mesura de distàncies, velocimetria)
- processat de materials (soldadura, tall de metalls)
- medicina (oftalmologia, otorinolaringologia, dermatologia)
- aplicacions militars (guiatge de míssils, etc.)

Per tal que una radiació làser pugui produir danys biològics cal tenir en consideració els aspectes següents:

- a) *la longitud d'ona*: l'absorció dels teixits varia en funció de la freqüència;
- b) *el temps d'exposició* i
- c) *la irradiància* (W/cm^2), que és la densitat de potència aplicada.

La tipologia d'efectes biològics que es poden produir és diversa:

- *Tèrmic*:

Es produeix per temps d'exposició més grans del microsegon; l'absorció de l'energia provoca una vibració de les molècules que fa augmentar la temperatura; si es produeix un augment local de temperatura de 10 a 25 °C es pot provocar la mort cel·lular.

- *Fotoquímica*:

De forma selectiva, algunes molècules absorbeixen l'energia i, en comptes de dissipar-la en calor, ho fan amb reaccions químiques, com per exemple la formació de la vitamina D. Aquest acostuma a ser un efecte típic de la radiació UV.

- *Electromagnètica*:

L'elevat camp elèctric generat per una radiació làser, de l'ordre de 10^7 a 10^{12} V/m, pot produir la variació de la conductivitat i de la constant dielèctrica dels teixits i provocant la consegüent modificació del seu comportament iònic.

Però, evidentment, la part més sensible del cos humà a la radiació òptica és precisament l'ull. Els efectes oculars que es poden produir depenen de la freqüència de radiació i són els següents:

- *Ultraviolat (UV)*:

UV-B i UV-C Provoquen fotoqueratitis, fotofòbia, enrogiment, llagimeig.
UV-A Pot provocar cataractes.

- *Visible*:

Tota l'energia es transmet a les cèl·lules fotoreceptores (cons i bastons) i, per tant, es pot produir la cremada de la retina i la disminució de la funció visual, fenomen totalment irreversible.

- *Infraroig*:

IR-A Pot afectar totes les regions oculars: la retina, la còrnia i el cristal·lí.
IR-B Afecta únicament el cristal·lí i la còrnia.
IR-C L'humor aquós del globus ocular absorbeix l'energia, però pot deteriorar-se la còrnia.

A la vista d'aquests efectes, cal tenir sempre la precaució de *no mirar mai directament la llum d'un*

feix làser; més si tenim en compte que en comunicacions les longituds d'ona dels làsers emprats se situen a l'infraroig, típicament de 850 nm, 1.300 nm i 1.550 nm i, per tant, no són visibles, raó per la qual s'han d'extremar les precaucions.

A la taula 1.7 s'indiquen, en funció de la longitud d'ona i dels temps d'exposició, les densitats de potència màxima per sota de les quals no hi ha cap mena de risc biològic. S'ha de tenir en compte que,

Taula 1.7 Densitats de potència màxima sense risc biològic.

λ (nm)	Temps d'exposició (segons)			
	1	10	1.000	10.000
850	35 W/mm ²	20 W/mm ²	6,38 W/mm ²	6,38 W/mm ²
900	45 W/mm ²	25 W/mm ²	8,0 W/mm ²	8,0 W/mm ²
1.050 - 1.400	90 W/mm ²	50 W/mm ²	16,0 W/mm ²	16,0 W/mm ²
1.400 - 10 ⁶	5.600 W/mm ²	1.000 W/mm ²	1.000 W/mm ²	1.000 W/mm ²

tot i que la potència generada pels làsers semiconductors és relativament petita, de l'ordre dels 0 dBm, tota ella està concentrada en la secció de la fibra òptica, normalment de 125 µm, de manera que la densitat de potència en el nucli de la fibra és molt gran.

1.7 Modulacions: tipus

A l'hora d'establir un sistema de comunicació, un cop seleccionat el mitjà de transmissió més idoni, s'ha de realitzar el procés d'adequació del senyal d'informació en aquest, ja que la majoria de senyals no poden ser enviats de manera directa. La forma de fer-ho és seleccionant una ona portadora amb una freqüència tal que s'adapti bé al mitjà de transmissió i al mecanisme de propagació que porta associat, i després alterar algun dels seus paràmetres en funció del senyal d'informació, procés que es coneix amb el nom de *modulació*.

La modulació es defineix com l'alteració sistemàtica d'una ona portadora d'acord amb el missatge o el senyal modulador.

Podem distingir la modulació d'ona contínua i la modulació de trens de polsos. En la primera la portadora és una forma d'ona sinusoidal, de la qual es modifiquen alguns dels tres paràmetres fonamentals: *l'amplitud, la freqüència o la fase*, en funció del senyal que s'ha de transmetre; exemples

d'això els trobem en la majoria de sistemes de radiodifusió. En la segona es tracta d'un sistema digital en el qual, partint d'un tren periòdic de polsos, s'hi modulen la freqüència, l'amplitud o la fase de forma discreta; exemples d'això els trobem en els radioenllaços digitals, els sistemes radar, etc.

En definitiva, qualsevol procés de modulació equival a traslladar l'espectre de banda base de la informació cap a l'entorn d'una freqüència sensiblement més alta, que és la que anomenem portadora.

Encara que l'objectiu fonamental de la modulació és adequar el senyal al mitjà de transmissió, podem trobar d'altres motius que ho aconsellen, com ara aquests:

- *modulació per facilitar la radiació*: és evident que, si volguéssim radiar directament el senyal d'àudio obtingut en un micròfon, hauríem d'emprar antenes que tinguessin unes dimensions comparables a la longitud d'ona del senyal, la qual cosa ens portaria a dimensions de l'ordre de 30 km! És evident, doncs, que és molt més fàcil radiar, per exemple, a 100 MHz, on podem utilitzar antenes de dimensions més raonables, que no pas a 10 kHz.
- *modulació per reducció de soroll i interferències*: el fet de modular provoca un desplaçament de l'espectre del senyal, fet que es pot aprofitar per situar-lo en una zona on la presència de senyals interferents sigui petita.
- *modulació per assignació de l'espectre radioelèctric*: és evident que si es volen transmetre diversos senyals pel mateix mitjà, per exemple l'espai lliure, serà necessari, per tal d'evitar interferències i superposicions que cadascun dels senyals emprí freqüències diferents; això s'aconseguirà modulant els senyals amb portadores diferents d'acord amb l'assignació de freqüències efectuada pels organismes competents.

En aquest apartat, i per motius de simplicitat ens dedicarem solament als sistemes de modulació d'ona contínua, ja que són els més utilitzats en l'actualitat en els sistemes de radiodifusió, i sobre ells desenvoluparem les experiències de laboratori. Per obtenir més informació sobre els sistemes de modulació de polsos es pot consultar la bibliografia indicada.

1.7.1 Modulacions lineals

En aquest apartat incloem aquells tipus de modulació en què el senyal modulador actua sobre l'amplitud del senyal portador.

a) Modulació d'amplitud (AM)

Es caracteritza perquè l'envolupant del senyal portador és idèntica al senyal d'informació o modulador. L'expressió temporal d'un senyal modulat en amplitud amb portadora és la següent:

$$\begin{aligned} x_c(t) &= A_c \cos(\omega_c t) + mx(t)A_c \cos(\omega_c t) \\ &= A_c [1 + mx(t)] \cos(\omega_c t) \end{aligned} \quad (1.11)$$

Com es pot veure, es tracta d'una sinusoide de freqüència ω_c a la qual s'ha afegit el senyal d'informació $x(t)$ multiplicat per l'índex de modulació m i per la mateixa portadora. L'espectre del senyal es pot veure a la figura 1.8.

Observant la representació de l'espectre es veu que al voltant de la portadora, representada per un to, apareixen dues bandes laterals, inferior i superior, que corresponen a l'espectre del missatge que

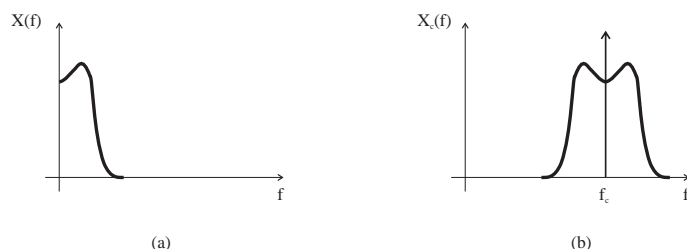


Fig. 1.8 Espectre d'un senyal modulad en amplitud amb portadora:
a) senyal d'informació; b) senyal modulad.

modula la portadora; aquestes bandes laterals corresponen a l'espectre del missatge en banda base.

Un dels avantatges que implica la utilització d'aquest tipus de modulació és que el receptor pot ser extremadament senzill; per detectar el senyal n'hi ha prou a disposar d'un detector d'envolupant, és a dir, un circuit format per un díode i una xarxa RC. Ara bé, l'inconvenient que presenta aquest tipus de modulació és que almenys el 50 % de la potència transmesa és a la portadora i la resta es distribueix en les bandes laterals; això vol dir que es fa un mal aprofitament de l'energia radiada a costa d'una gran senzillesa en el receptor. A més, en tots els sistemes AM la informació viatja en les variacions d'amplitud de la portadora, fet que els fa més vulnerables a qualsevol interferència produïda per senyals paràsits.

b) Modulació en doble banda lateral (DBS)

Es tracta del mateix tipus de modulació d'amplitud que l'anterior, però ara s'hi ha suprimit la

portadora; per tant, l'expressió del senyal modulad és ara

$$x_c(t) = x(t) A_c \cos(\omega_c t) \quad (1.12)$$

Cal assenyalar que, en aquest cas, no té sentit parlar d'índex de modulació. L'espectre obtingut ara és idèntic a l'anterior, excepte que ja no hi apareix la portadora: és simplement l'espectre de banda base

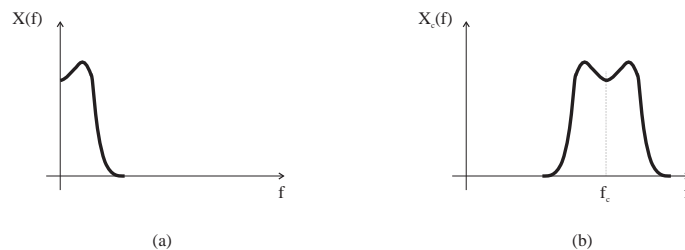


Fig. 1.9 Espectre d'un senyal modulad en amplitud amb portadora suprimida: a) senyal d'informació; b) senyal modulad.

de la informació traslladat en freqüència.

En aquest cas, el que succeeix és que la construcció d'un receptor no pot fer-se només sobre la base d'un detector d'envolupant, sinó que ha de ser una mica més complexa; de fet, s'ha d'emprar un receptor homodí, és a dir, un receptor capaç de recuperar la portadora i fer-ne després una desmodulació síncrona amb el senyal rebut.

c) Modulació en banda lateral única (SSB)

Tant en la modulació AM com en la DSB, si observem l'espectre del senyal modulad veiem que hi apareixen dues bandes laterals simètriques respecte a la freqüència de la portadora, que es corresponen amb el senyal modulador. Podríem pensar que, si en suprimíssim una, el contingut de la informació no es veuria alterat a causa de la redundància de les dues bandes, amb el resultat de no malbaratar la potència d'emissió i reduir l'amplada de banda de transmissió. Els sistemes de modulació en banda lateral única s'encarreguen precisament d'això, d'eliminar una de les bandes laterals del senyal DSB i, per tant s'obté l'espectre que es veu a la figura 1.10.

La descripció en el domini del temps és més complexa, pel fet que implica la utilització de la

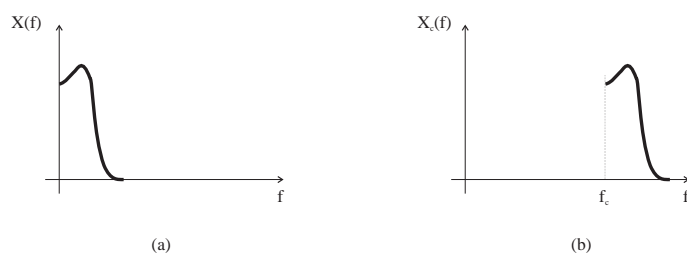


Fig. 1.10 Espectre d'un senyal modulad en banda lateral única (superior): a) senyal d'informació; b) senyal modulad.

transformada d'Hilbert.

L'obtenció d'un senyal modulad en SSB és més difícil que els anteriors; es pot fer de manera directa, simplement filtrant una de les bandes, encara que per fer-ho fa falta filtre de gran selectivitat i, en funció de quin sigui el marge de freqüències, molt difícils d'aconseguir; o bé utilitzant moduladors fase-quadratura, la descripció dels quals queda fora dels objectius d'aquest llibre.

d) Modulació en banda vestigial (VSB)

Un cas particular de la modulació en banda lateral única és la modulació en banda vestigial, habitualment utilitzada per la transmissió del senyal de vídeo en els sistemes de TV convencionals.

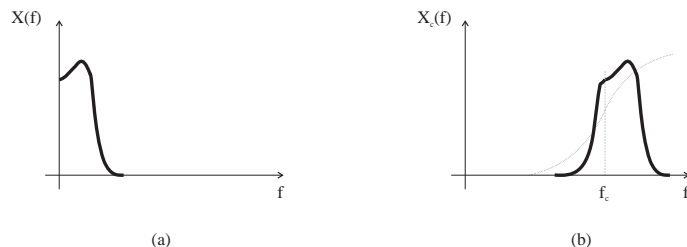


Fig. 1.11 Espectre d'un senyal modulad en banda vestigial: a) senyal d'informació; b) senyal modulad.

Com més endavant veurem, el senyal de vídeo format per la lluminància i la crominància té una amplada de banda de l'ordre de 5 MHz, però amb un contingut de baixa freqüència relativament pobre,

de manera que la densitat espectral de potència del senyal és més gran a l'extrem superior de la banda. Si es transmetés el senyal de vídeo en DSB, seria necessari utilitzar una amplada de banda de transmissió de 10 MHz, és a dir, el doble de l'amplada de banda del senyal en banda base, la qual cosa repercutiria directament en un mal aprofitament de l'espectre radioelèctric; d'altra banda, la utilització d'un sistema de modulació SSB encarriria en gran manera el receptor, fet totalment no aconsellable en aplicacions d'electrònica de consum. S'arriba, doncs, a una solució de compromís que consisteix a deixar passar completament una banda lateral del senyal i tan sols un vestigi de l'altre; això s'aconsegueix filtrant el senyal DSB mitjançant un filtre adequat, de simetria senar respecte a la portadora; d'aquesta forma s'optimitza l'amplada de banda de transmissió del senyal de vídeo sense complicar ni encarrir el receptor.

1.7.2 Modulacions angulars

En aquest apartat tractarem aquells sistemes de modulació en els quals el senyal modulador actua sobre la fase de la portadora, entre els quals distingim els moduladors de fase i de freqüència.

a) Modulació de fase (PM)

Es basa en l'actuació que el senyal d'informació o modulador realitza sobre la fase de la sinusoide portadora. Suposem que tenim un senyal portador que té per expressió

$$x_c(t) = A_c \cos[\omega t + \phi(t)] \quad (1.13)$$

la fase instantània es defineix com l'argument del cosinus, essent

$$\theta(t) = \omega t + \phi(t) \quad (1.14)$$

Si mitjançant algun procediment som capaços de fer variar la fase d'aquest senyal en funció del senyal d'informació $x(t)$, es produeix en efecte una modulació de fase de la portadora i obtenim, per tant, per a la PM

$$x_c(t) = A_c \cos[\omega t + \phi(t) + \phi_\Delta x(t)] \quad (1.15)$$

essent ϕ_Δ l'índex de modulació de fase.

La freqüència instantània del senyal, entesa com la derivada de la fase instantània respecte al temps, serà

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{2\pi} \left[\omega_c + f_\Delta \frac{dx(t)}{dt} \right] \quad (1.16)$$

Tant en els sistemes de modulació de fase com de freqüència, resulta que l'amplada de banda de transmissió és més gran que el doble de l'amplada de banda del senyal, aspecte que no succeïa en la modulació d'amplitud; la contrapartida és que amb aquest tipus de modulació s'assoleix una relació senyal-soroll molt més gran que amb les anteriors, per a un mateix nivell de potència d'emissió.

b) Modulació de freqüència (FM)

Aquest sistema és similar a l'anterior, però ara la diferència és que el senyal d'informació o modulador actua directament sobre la freqüència de la portadora; això significa que la freqüència instantània del senyal serà

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} [\omega_c + f_\Delta x(t)] \quad (1.17)$$

i, per tant, en integrar aquesta equació obtindrem la fase del senyal com

$$\theta(t) = \omega_c t + 2\pi f_\Delta \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda \quad (1.18)$$

i, en definitiva, l'expressió temporal completa d'un senyal modulat en freqüència serà

$$x_c(t) = A_c \cos \left[\omega_c t + 2\pi f_\Delta \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda \right] \quad (1.19)$$

De manera aparent, un senyal modulat en freqüència tan sols difereix d'un modulat en fase en la relació d'integració o diferenciació del senyal d'informació. En el cas de ser aquest una sinusoide, no hi hauria cap diferència. Malgrat això, la reducció de soroll és més gran en FM que en PM.

El càlcul de l'amplada de banda de transmissió d'un senyal modulat en FM és summament complicat,

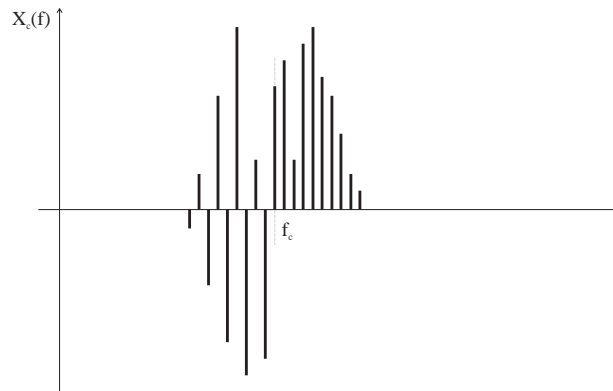


Fig. 1.12 Espectre d'un senyal modulad en freqüència per a un senyal sinusoidal.

però existeixen una sèrie de regles que en permeten fer una bona aproximació. A mode d'exemple, podem dir que en FM comercial la desviació de freqüència f_Δ que s'utilitza és de 75 kHz i l'amplada de banda del senyal modulador és de 15 kHz, utilitzant-se 210 kHz d'amplada de banda de transmissió. A la figura 1.12 es veu l'espectre d'un senyal de FM per al cas que estigui modulad per un senyal sinusoidal.

1.8 El senyal de televisió

1.8.1 Descripció

La transmissió d'una imatge mitjançant el sistema de televisió és bastant diferent de la forma com es realitza en cinematografia. En aquest cas, tota la imatge "s'emmagatzema" en un fotograma, que després es projectarà en la seva totalitat. En televisió no és possible representar instantàniament un senyal bidimensional, pel fet que només es pot transmetre un únic senyal unidimensional a través de l'aire i en format sèrie. Això significa que en televisió hem de convertir una imatge bidimensional en un únic senyal en format sèrie. Aquesta és la funció que realitzen les càmeres de televisió, mitjançant el sistema d'escombratge.

El sistema d'escombratge d'imatge consisteix a desplaçar horitzontalment sobre la imatge un feix electrònic fins a completar la lectura de la imatge; cadascuna d'aquestes passades horitzontals s'anomena línia d'escombratge, essent l'amplitud d'aquest senyal proporcional a la lluminositat de la imatge. Aquest senyal sèrie és transmès al receptor, que reproduïx en el seu tub d'imatge l'escriptura

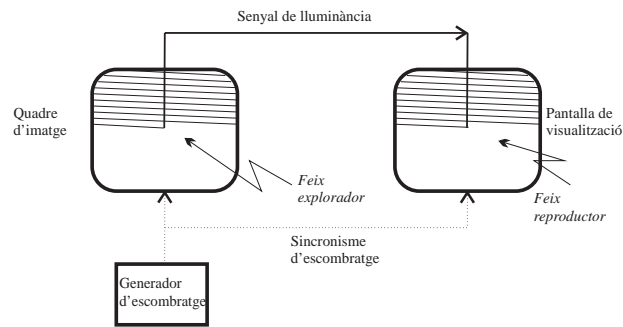


Fig. 1.13 Principi de generació del senyal de televisió.

de la imatge de la mateixa forma, mitjançant línies d'escombratge.

L'escombratge horitzontal s'inicia dalt de tot de la imatge i es produeix un desplaçament horitzontal del feix a fi de poder explorar tota la imatge. El senyal que s'encarrega de moure el feix horitzontalment s'anomena senyal d'escombratge horitzontal, mentre que el senyal d'escombratge vertical o de quadre desplaça la línia verticalment; ambdós són de tipus dent de serra, essent més ràpid el d'escombratge horitzontal que el vertical.

En el nostre sistema de televisió la imatge transmesa consta de 625 línies amb una freqüència de línia 15.625 Hz (temps d'escombratge de 64 microsegons) i una de quadre de 50 Hz.

La informació sobre la lluminositat de la imatge transmesa és el que s'anomena senyal de lluminància. Aquest senyal s'ha de transmetre al receptor per poder reproduir la imatge; però per això és necessari que en el receptor es realitzi el mateix tipus d'escombratge d'imatge i, a més, de forma síncrona amb el transmissor. Això significa que, a més de transmetre el senyal de lluminància, hem de transmetre uns senyals de sincronisme a fi d'obtenir en el receptor una imatge estable. Aquests sincronismes s'encarregaran de sincronitzar els senyals d'escombratge horitzontal i vertical, com també de desconnectar el tub d'imatge durant els períodes de retorn del feix, és a dir, el període en què el feix es reposiciona per poder començar a llegir la línia següent.

A la figura 1.14 es pot veure el senyal de vídeo compost, que és el que habitualment es transmet; s'hi observa que s'han superposat al senyal de lluminància els senyals de sincronisme.

Podríem dir que el senyal de televisió es va desenvolupar a partir de l'aprofitament de les característiques de l'ull humà, concretament de les seves propietats d'integració, és a dir, la capacitat que presenta la retina per conservar durant un temps les imatges que es projecten en ella. Un exemple clar de l'aprofitament d'aquesta propietat el tenim en la cinematografia, on la projecció ràpida (24 imatges per segon o 24 ips) d'una sèrie de fotografies ens produeix una sensació de moviment que en realitat no existeix. Tot i així, la projecció a 24 ips produeix un efecte de pampallugues que es pot

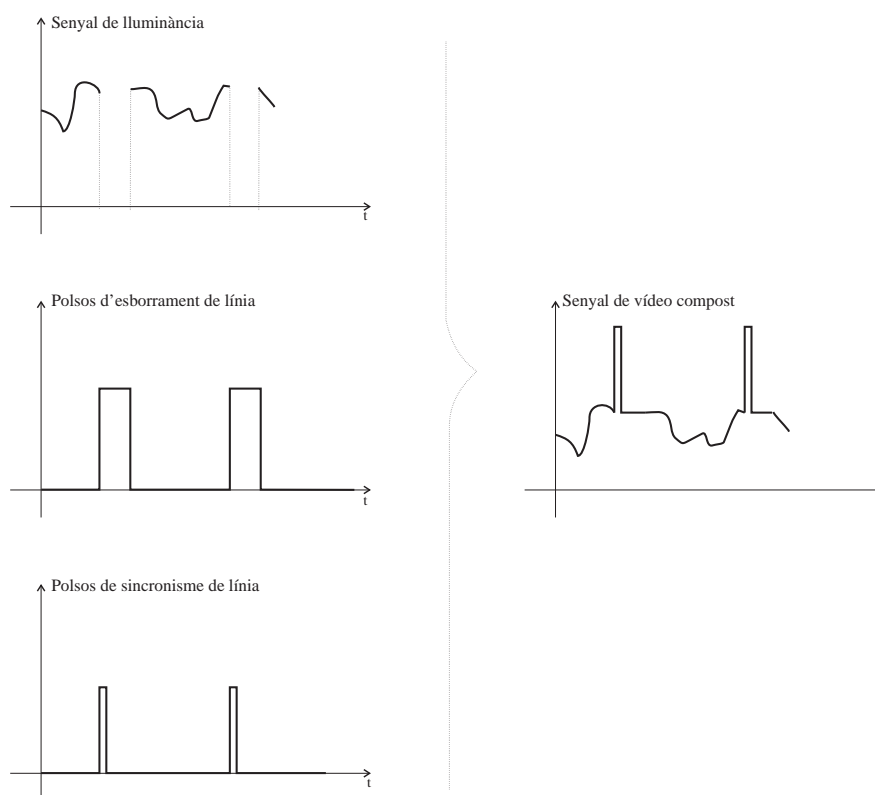


Fig. 1.14 Principi de generació del senyal de vídeo compost.

solucionar si projectem la mateixa imatge dues vegades al doble de velocitat, 48 ips, solució adoptada pel cinematògraf. En televisió passa el mateix. S'explora a una velocitat de 25 imatges per segon, però cada imatge es divideix en dos quadres, és a dir, en primer lloc es realitza l'escombratge de les línies parelles i després en el segon quadre, s'exploren les línies senars de la mateixa imatge, de manera que la velocitat de quadre passa a ser, com hem dit, de 50 Hz. Aquesta tècnica es coneix amb el nom d'entrellaçament.

A la figura 1.15 observem que la primera línia de cada quadre comença en llocs diferents, una al marge superior esquerre i l'altra al centre del marge superior, mentre que finalitzen al centre del marge inferior i al marge inferior dret, respectivament, amb la qual cosa s'assoleix una certa continuïtat en l'escombratge per als dos quadres d'una mateixa imatge.

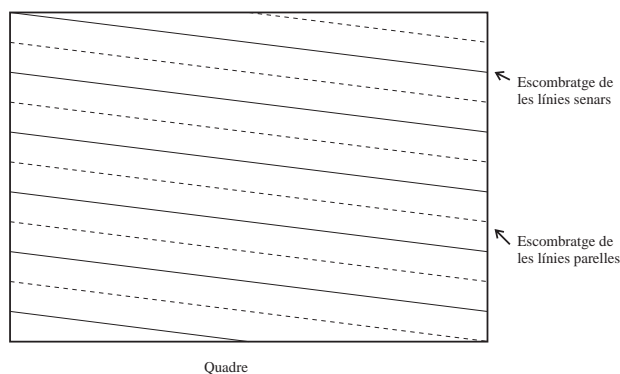


Fig. 1.15 Entrellaçament del senyal de televisió.

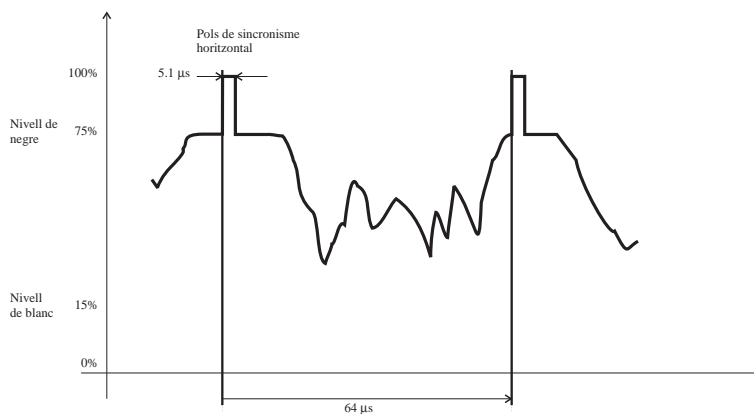


Fig. 1.16 Senyal de vídeo compost.

La relació d'aspecte de la imatge de TV és de 4:3; a més, com que no tots els receptors de TV són iguals, es genera una zona de guarda a l'entorn de tota la pantalla en què no es transmet informació, de forma que es deixa que la zona d'imatge garantida sigui el 80% del total de la pantalla. A la figura 1.16 es veu el diagrama de temps d'un senyal de vídeo compost.

1.8.2 Amplada de banda

Com ja s'ha comentat anteriorment, el senyal de vídeo es transmet mitjançant modulació d'amplitud en banda vestigial. El senyal d'àudio es modula en freqüència i s'afegeix al de vídeo per ser transmès.

Les característiques principals de la norma CCIR són les següents:

- Nombre de línies: 625
- Freqüència de línia: 15.625 kHz
- Freqüència de quadre: 50 Hz
- Amplada de banda de vídeo: 5 MHz
- Separació entre portadores d'àudio i vídeo: 5,5 MHz
- Desviació de freqüència en àudio: ± 50 kHz
- Amplada de banda del canal: 7 MHz (B-I/B-III) i 8 MHz (B-IV/V)

A la figura 1.17 es veu l'espectre normalitzat d'un senyal de televisió.

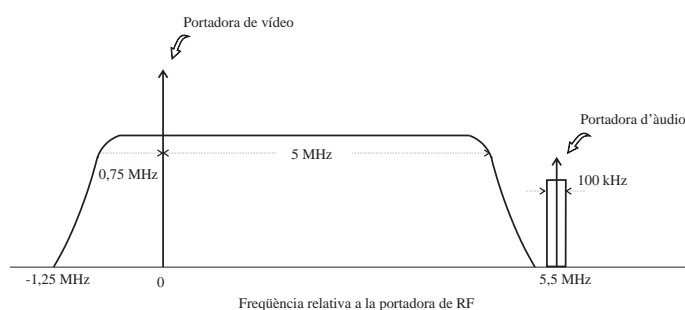


Fig. 1.17 Espectre normalitzat del senyal de televisió.

1.8.3 El sistema PAL

Fins aquí només hem tractat de la televisió monocroma. En aquest apartat introduïrem el sistema de televisió en color adoptat en la majoria de països europeus, que és el sistema PAL (*phase alternation line*). Com ja és sabut, a més d'aquest sistema existeixen el NTSC (*national television system committee*), adoptat als Estats Units, i el sistema francès SECAM (*sequenciel couleur avec memoire*), també en ús als països de l'antiga Unió Soviètica.

L'objectiu d'aquests sistemes era introduir la informació de color en el senyal de televisió monocroma garantint la seva compatibilitat amb els receptors de blanc i negre. Aquesta condició de compatibilitat obligà a dissenyar un sistema altament enginyós i complex que és el que empren actualment tots els sistemes existents.

Aquests sistemes es basen en la descomposició en els components de vermell (R), verd (G) i blau (B) de la informació de color d'una imatge, mitjançant el que es coneix com a mescla additiva; qualsevol color pot obtenir-se com la suma de qualsevol d'aquests tres colors bàsics. La informació de lluminància de la imatge s'obté a partir d'aquests tres components RGB, mitjançant la fórmula:

$$Y = 0,3R + 0,59G + 0,11B \quad (1.20)$$

En una càmera de TV en color, mitjançant un sistema de miralls dicroics, es descompon la imatge en els seus components RGB que es tracten com a senyals independents. Com que aquests tres senyals no es poden transmetre simultàniament per qüestions de compatibilitat, el que es fa és la transmissió dels senyals Y, (R-Y) i (B-Y); com es veu, no és necessari transmetre el senyal G, ja que aquest pot obtenir-se per combinació lineal dels tres anteriors.

En realitat, el sistema NTSC únicament transmet els senyals Y, I i Q, obtinguts aquests dos últims de la forma següent:

$$\begin{aligned} I &= 0,6R - 0,28G - 0,32B \\ Q &= 0,21R - 0,52G + 0,31B \end{aligned} \quad (1.21)$$

amb aquests senyals I, Q es modulen dues subportadores de la mateixa freqüència però desfasades entre sí 90° (en quadratura); de manera que finalment es transmet la portadora de lluminància més la subportadora de cromà, és a dir, llavors tenim

$$M = Y + [Q \sin(\omega t + 33^\circ) + I \cos(\omega t + 33^\circ)] \quad (1.22)$$

en conseqüència, el mòdul de la subportadora de cromà és

$$|C| = \sqrt{I^2 + Q^2} \quad (1.23)$$

i la seva fase

$$\phi = \arctan\left[\frac{Q}{I}\right] \quad (1.24)$$

així, finalment, el senyal de vídeo transmès el podem escriure com

$$M = Y + \left[|C| \cdot \sin\left(\omega t + \frac{33\pi}{180} + \phi\right) \right] \quad (1.25)$$

Fins aquí podem dir que aquesta codificació és comuna a tots els sistemes de TV en color; ara bé, en el sistema PAL, desenvolupat per Telefunken, a fi de fer menys sensible la informació de tint de la imatge de les variacions de fase de la subportadora de cromina, el que es fa és canviar 180° la fase del senyal (R-Y) en línies alternes, amb la qual cosa s'aconsegueix que els errors de fase s'eliminin.

L'amplada de banda del senyal de cromina és de 1,3 MHz, essent la freqüència de la subportadora de cromina $f_{sc} = 4,433618$ MHz. D'aquesta manera, el senyal PAL transmès queda com

$$M = Y \pm v \cos(\omega_{sc} t) + u \sin(\omega_{sc} t) \quad (1.26)$$

amb

$$v = 0,877(R-Y) \quad i \quad u = 0,493(B-Y)$$

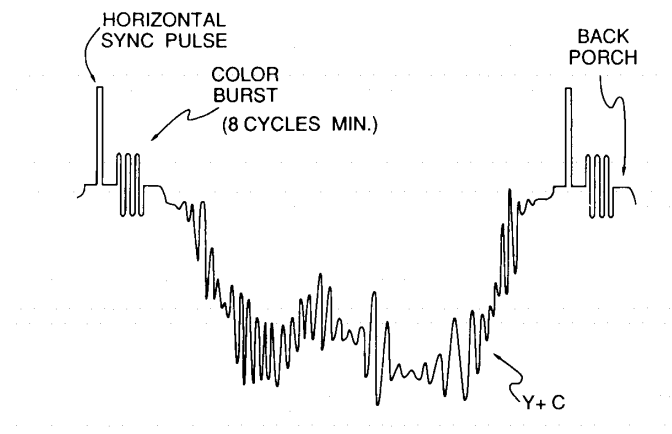


Fig. 1.18 Senyal de vídeo compost, incloent-hi la informació de crominància [5].

L'envolupant del senyal PAL és idèntic al del senyal NTSC, però la fase de la subportadora canvia línia a línia a fi de reduir els errors de fase que poden produir-se en la transmissió, o per problemes en la sincronització en el receptor.

Com que per realitzar la desmodulació del senyal de color és necessari obtenir una referència de fase, aquesta haurà de ser transmesa amb el mateix senyal; això és el que es coneix amb el nom de *burst*

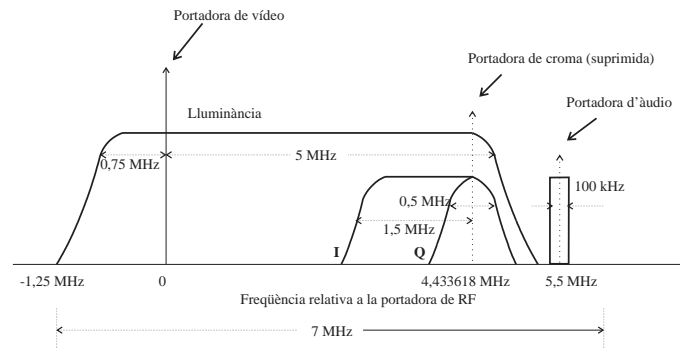


Fig. 1.19 Espectre normalitzat del senyal de televisió en color.

de color, que s'afegeix en el període de retrocés de línia, tal com es pot veure a la figura 1.18. Ja per acabar, a la figura 1.19 s'observa l'espectre d'un senyal de TV de color.

1.9 El senyal de radiodifusió sonora en modulació de freqüència

En aquest apartat tractem amb una mica més de detall els sistemes de radiodifusió sonora en modulació de freqüència. A l'apartat 1.7.2 havíem vist els principis matemàtics de funcionament del senyal FM, en què sorgien els conceptes de freqüència instantània, desviació de freqüència i amplada de banda.

Per freqüència instantània entenem el valor de freqüència que adopta un senyal de FM en un instant determinat. La desviació de freqüència és el valor màxim respecte a la portadora de la freqüència instantània i l'amplada de banda del senyal de FM és aquella porció de l'espectre de freqüències que té tota l'energia del senyal.

En FM comercial s'adopta el valor de 75 kHz per a la desviació de freqüència, però això no vol dir que l'amplada de banda del senyal de FM sigui de 150 kHz, sinó que serà una mica més gran. En efecte, s'utilitza un amplada de banda de transmissió de 260 kHz transmetent en la banda de 87,5 a

107,8 MHz, amb canalitzacions de 100 kHz.

Com és sabut, a més dels sistemes de radiodifusió monofònica en FM existeix la possibilitat de transmetre senyals estereofònics. La norma estableix que en aquest últim cas s'ha de garantir la

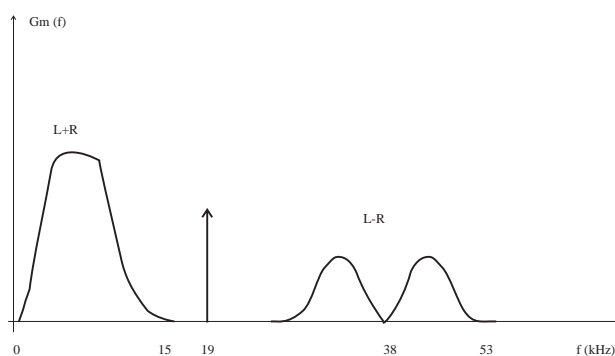


Fig. 1.20 Espectre en banda base d'un senyal d'àudio estereofònic apte per a FM.

compatibilitat total amb el senyal monofònic conservant la mateixa amplada de banda, de manera similar al cas de la TV en color respecte als receptors monocroms. Per això, els senyals obtinguts en els micròfons esquerre (L) i dret (R) es transmeten de la forma (L+R) i (L-R), essent ambdós de banda limitada a 15 kHz. El senyal suma (L+R) es porta directament al modulador de FM, mentre que el senyal diferència es modula en DBS utilitzant una subportadora de 38 kHz obtinguda en doblar la freqüència d'una altra subportadora de 19 kHz; aquests dos senyals, diferència i subportadora de 19 kHz, es porten al modulador de FM, a on s'afegeixen al senyal suma ja esmentat; en conseqüència, trobem que l'espectre obtingut pel senyal d'àudio de banda base, també conegut com a senyal *múltiplex* compost, és el de la figura 1.20.

1.10 Introducció als sistemes de recepció i distribució de senyal

En els apartats precedents hem vist com s'establia un sistema de telecomunicació i quins eren els blocs que el formaven. Des d'una concepció global hem passat a una descripció més detallada dels sistemes de radiodifusió, en els quals s'han analitzat els mecanismes de transmissió del senyal i les modulacions emprades, i després hem passat a descriure la generació del senyal de TV i FM estereofònic.

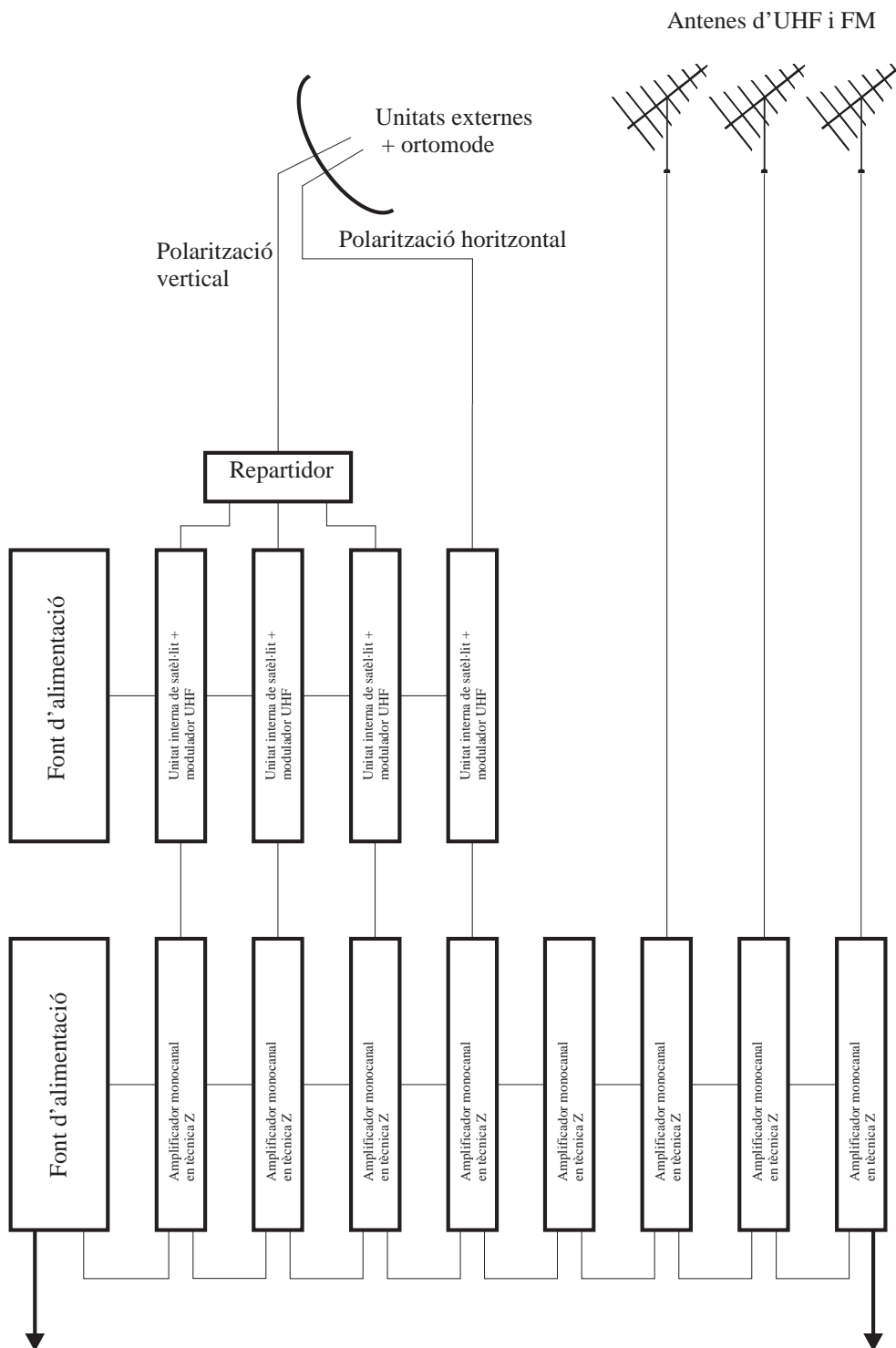


Fig. 1.21 Esquema de blocs típic d'una estació receptora de radiodifusió.

Per tant, queda per veure tot el que fa referència a la recepció d'aquesta informació radiodifosa i la seva distribució posterior cap als diferents usuaris. En tot el que ve a continuació ens referirem a aquells sistemes receptors compostos d'una capçalera de recepció dels senyals via ràdio, més uns sistemes de distribució per cable que encaminaran els senyals rebuts cap als usuaris. A la figura 1.21 es descriu l'esquema de blocs típic d'una estació receptora.

1.10.1 Sistema de captació

En primer lloc, en plantejar-se un sistema de recepció s'han d'establir quins han de ser els senyals que s'han de captar, i després localitzar els seus centres emissors o reemissors més propers. Un cop assentat aquest punt, s'ha d'obtenir informació sobre les característiques dels senyals emesos, especialment pel que fa a freqüència d'emissió, potència, polarització i tipus de modulació utilitzada.

A continuació, per al cas habitual que la transmissió es faci via ràdio, s'ha de definir l'emplaçament de les antenes receptores d'acord amb el criteri següent: ha de ser una zona que no tingui cap obstacle que s'interposi en el camí de propagació i que proporcioni el màxim nivell de senyal. Després d'això s'ha de triar el tipus d'antena receptora més adient a les transmissions que es volen rebre; aquesta elecció està condicionada pels paràmetres de directivitat o guany i amplada de banda. En el cas que els senyals que es rebin procedeixin d'una mateixa direcció de l'espai i estiguin en canals de freqüències properes i amb amplituds similars, és més convenient utilitzar una antena de banda ampla; ara bé, en el supòsit que en la zona de recepció els senyals ens arribin des de direccions diferents i amb intensitats febles, és més convenient utilitzar antenes més directives i usualment de menys amplada de banda.

Una cop fixada la instal·lació de l'antena o les antenes i mesurat el senyal en els seus terminals, hem de considerar si és necessari o no instal·lar un preamplificador de banda ampla; en cas afirmatiu s'haurà de situar just en els terminals de l'antena perquè compleixi la funció d'augmentar la relació senyal-soroll i de disminuir la degradació que aquesta experimentaria en cas que se situés a l'extrem d'un cable molt llarg que, a part d'atenuar el senyal, ens introdueix soroll.

Finalment, ja disposem d'un conjunt de senyals amb una relació senyal-soroll adequada per al seu tractament i la seva distribució posterior.

1.10.2 Sistemes d'amplificació, mescla i distribució

Quan es tracta d'amplificar diferents senyals que es transmeten per un únic cable coaxial, com és el cas del senyal de sortida d'antena, és necessari tractar cadascun d'ells de forma selectiva; per fer-ho utilitzarem amplificadors monocanal, és a dir, amplificadors de RF selectius i sintonitzats mitjançant filtres de pas banda a l'entrada i a la sortida en un únic canal d'UHF.

Abans d'això és necessari distribuir aquest senyal entre tots els amplificadors a partir de divisors de

potència o distribuïdors —dispositius amb una única entrada i diverses sortides. El més corrent és utilitzar amplificadors en *tècnica Z*, tècnica que incorpora aquestes funcions de distribució i mescla dels senyals d'entrada i sortida als amplificadors, i evitar els mescladors i distribuïdors externs.

Els senyals obtinguts a la sortida de cada amplificador s'han de tornar a sumar en un únic cable coaxial per a la seva transmissió, és a dir, s'han de "mesclar", funció inversa a la dels distribuïdors de potència que es realitza en els dispositius mescladors, dispositius amb diverses entrades i una única sortida. Cal assenyalar que en ells es poden realitzar tant mescles de senyals de la mateixa banda de freqüències com d'altres bandes. Un exemple típic d'utilització de mescladors el trobem en les instal·lacions col·lectives de TV, en les quals s'han de mesclar tant els senyals de TV de banda IV/V com els de banda I i III amb els de FM en banda II.

En conseqüència, a la sortida d'un mesclador disposem ja d'una sortida coaxial en què hi ha tots els senyals d'interès amb un nivell de potència suficient per poder fer-ne la distribució cap als usuaris.

1.10.3 Xarxes de distribució

El pas següent consisteix a realitzar aquesta distribució; no hi ha una única fórmula per realitzar aquesta funció ja que depèn de la distribució arquitectònica de l'edifici, i s'ha de fer a la seva mida. La tipologia més usual és la distribució sèrie, que consisteix a intercalar en sèrie amb la línia de sortida del mesclador un conjunt d'acobladors direccionals, dispositius que fan la funció d'extreure una mostra del senyal transmès per la línia principal amb un nivell d'acoblament de l'ordre d'11 dB; aquest tipus d'acoblador se'l coneix també amb el nom de *caixa de presa de TV*. Per evitar que es produeixin ones reflectides en la línia de transmissió, el seu extrem s'ha d'acabar amb una càrrega resistiva igual a la seva impedància característica, és a dir, amb una càrrega de 75Ω .

En el cas que la instal·lació sigui de gran abast, amb grans longituds de cable i molts usuaris, pot ser necessari intercalar amplificadors en punts clau del recorregut amb la finalitat de regenerar el senyal i compensar els efectes d'atenuació introduïts pels cables coaxials i per les preses d'usuari.

2 L'analitzador d'espectre de radiofreqüència

2.1 Objectiu

L'objectiu del tema 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. Finalment es demostraran els conceptes de dualitat temps-freqüència establerts per la transformada de Fourier.

2.2 Anàlisi espectral vs. temporal

L'analitzador d'espectre és un instrument de mesura que ens proporciona una representació *amplitud-freqüència* del senyal que connectem a la seva entrada, per contraposició a l'oscil·loscopi, que ens n'ofereix una representació amplitud-temps.

¿Per què una anàlisi espectral i no una anàlisi temporal?

Si bé en principi ambdues anàlisis són equivalents, ja que la transformada de Fourier ens permet passar del domini temporal al freqüencial, i viceversa, en aplicacions de radiofreqüència l'anàlisi espectral és el més habitual. Això es deu principalment a la pròpia naturalesa de les comunicacions elèctriques, que es basen en la pertorbació controlada —*modulació*— d'alguns dels tres paràmetres bàsics d'un senyal sinusoidal: amplitud, freqüència i fase (v. ap. 1.7).

Qualsevol senyal sinusoidal admet una representació temporal del tipus

$$v(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \quad (2.1)$$

que, per al cas més simple, en que les seves amplitud i fase siguin invariants amb el temps, té per espectre

$$V(f) = A \frac{1}{2} [\delta(f - f_o) + \delta(f + f_o)] \quad (2.2)$$

segons es pot veure a la figura 2.1. Hem d'assenyalar que l'eina matemàtica de la transformada de Fourier fa ús d'un espectre de freqüències positives i negatives —*espectre bilateral*—, en què l'energia

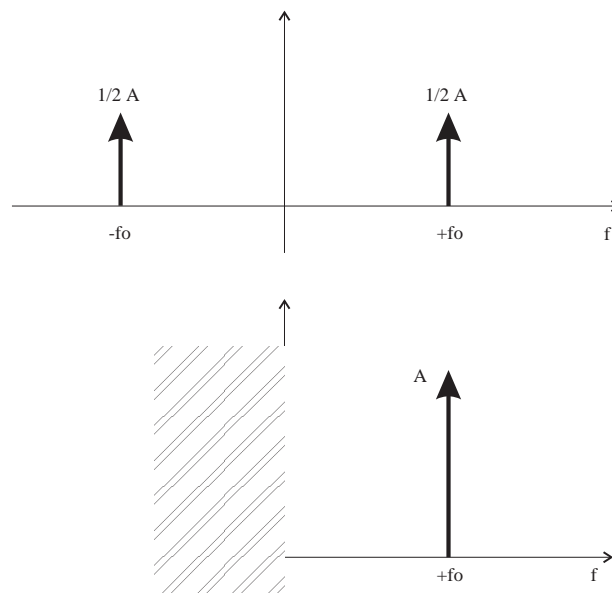


Fig. 2.1 Espectre d'un senyal sinusoidal. a) espectre de freqüències positives i negatives. b) espectre de freqüències positives.

espectral del senyal es distribueix en ambdós marges uniformement (fig. 2.1.a); en el món físic, l'espectre de freqüències negatives no existeix i, en conseqüència, no poden ser observables amb un instrument de mesura real com és l'analitzador d'espectre. La representació que obtindrem a la pantalla de l'analitzador serà l'espectre del senyal en l'eix positiu de freqüències però amb una indicació de nivell de potència corresponent al seu total; és com si haguéssim doblgat l'espectre negatiu sobre l'eix de freqüència zero i el superposéssim sobre l'eix positiu, que dona com a resultat l'espectre de la figura 2.1.b, que es coneix com l'*espectre unilateral* del senyal.

Si, a més de les propietats espectrals dels senyals sinusoidals, considerem el fet que formen una base

ortonormal, són fàcils de generar i presenten una gran capacitat de servir com a portadors del senyal d'informació a partir de la modulació o actuació d'aquest sobre algun dels seus paràmetres, resultarà que la utilització d'una sinusoide o d'una combinació lineal d'elles és idònia per poder establir un sistema de comunicació determinat.

La figura 2.2 representa, de forma esquemàtica, la manera de generar les modulacions esmentades a partir del senyal sinusoidal d'un generador; si actuem sobre el potenciòmetre connectat a la sortida de

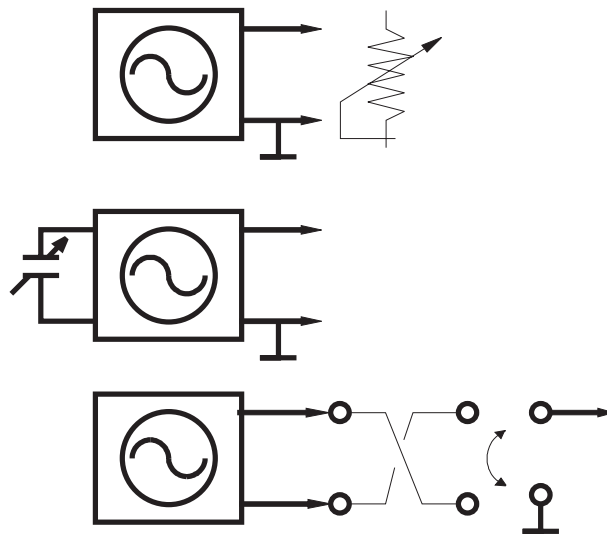


Fig. 2.2 Esquemes bàsics de modulació a partir d'un oscil·lador:
Modulació d'amplitud (AM), freqüència (FM) i fase (PM).

l'oscil·lador, variem el valor d' $A(t)$ i provocarem una *modulació d'amplitud (AM)*; si ho fem sobre el condensador del circuit ressonant que fixa la freqüència ω de l'oscil·lador, obtindrem una *modulació de freqüència (FM)* i, finalment, si amb un commutador poguéssim canviar la polaritat del senyal de sortida, obtindrem una *modulació de fase (PM)*, encara que de tipus digital (PSK) amb ϕ entre 0° i 180° .

A l'hora d'avaluar un senyal modulad, utilitzar una anàlisi temporal pot ser no gaire útil, atesa la dificultat de poder descompondre amb l'oscil·loscopi cadascun dels seus components freqüencials i mesurar-los separadament; tot al contrari del que succeeix si fem una anàlisi freqüencial, que sí que

ho permet.

També s'ha de dir que, històricament, raons de tipus tecnològic feien difícil poder dissenyar i construir oscil·loscopis amb amplades de banda superiors als 100 MHz i, si tot i així era necessari fer-ho, s'havien d'emprar tècniques de mostratge aleatori o seqüencial —*que no s'ha de confondre amb el mostratge i el processament digitals*— extremadament costoses. Dissenyar i construir analitzadors d'espectre de RF, tot i ser un procés una mica complex, és tecnològicament molt més assequible; malgrat això, encara no fa massas anys el seu cost continuava essent considerable, la qual cosa en frenava la proliferació en els ambients industrials. Afortunadament aquesta situació ha canviat radicalment i és previsible que en els propers anys la utilització de l'analitzador d'espectre serà tan habitual com la de l'oscil·loscopi.

A mode de resum podem dir que l'analitzador d'espectre és un instrument que representa el *mòdul* de l'espectre del senyal connectat a la seva entrada, en l'*eix positiu* de freqüències.

2.3 Principis bàsics de mesura de l'espectre

Per entendre millor el funcionament de l'analitzador és convenient començar plantejant la qüestió de la mesura de l'espectre i, a continuació, establir el procediment de mesura més adient que ens ha de portar cap al disseny de l'analitzador.

2.3.1 Canalització de l'espectre

En una primera aproximació, la mesura de l'espectre la podríem fer a partir d'una canalització de l'espectre de freqüències mitjançant un banc de filtres de pas banda adjacents, tal com s'indica a la figura 2.3. El senyal de RF que s'ha de mesurar s'aplica simultàniament a l'entrada de tots els filtres; mitjançant un commutador se selecciona de manera consecutiva la sortida d'aquests per portar-la a un detector d'envolupant, dispositiu format per un díode rectificador i un filtre de pas baix, de forma que ens dona un senyal de baixa freqüència proporcional a l'amplitud del senyal de RF, apte per ser mesurat en un voltímetre o representat a la pantalla d'un oscil·loscopi.

Tot i que conceptualment aquest sistema és molt simple, revesteix alguna dificultat de realització si es vol cobrir un marge de freqüències gran amb una resolució petita; a tall d'exemple, per canalitzar una amplada de banda de 10 GHz amb resolucions de 100 kHz ens faria falta un nombre de filtres massa elevat perquè la seva construcció fos viable.

2.3.2 Filtre sintonitzable

Una alternativa a la solució anterior és desplaçar un únic filtre de pas banda d'una determinada

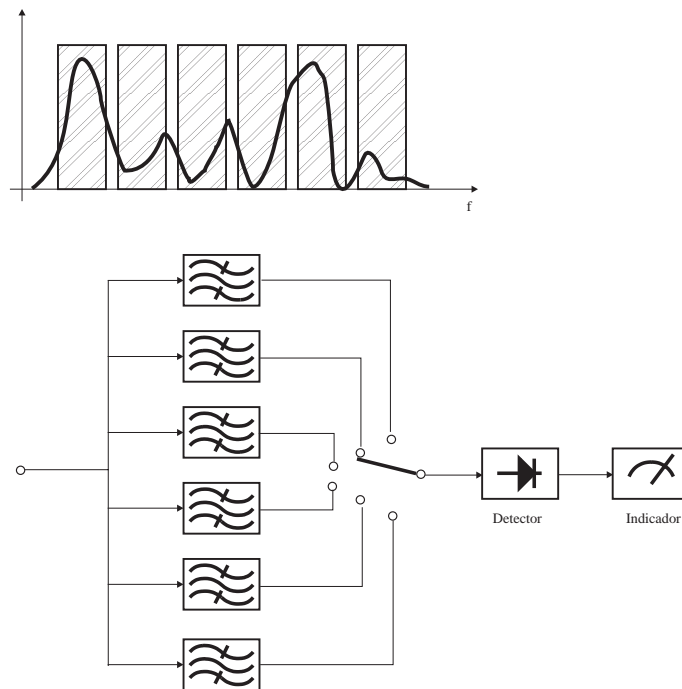


Fig. 2.3 Sistema de mesura de l'espectre a partir de la seva canalització amb filtres de pas banda.

amplada de banda B per tot el marge de freqüències d'interès, tal com s'indica a la figura 2.4. Si suposem que aquest filtre, a l'entrada del qual connectem el senyal de RF que volem mesurar, es pot sintonitzar a partir d'una tensió de control, podem bastir un sistema automàtic de mesura incloent-hi un oscil·loscopi.

Condicionant el senyal d'escombratge horitzontal de l'oscil·loscopi (dent de serra) per fer variar la freqüència central del filtre i aplicant al seu canal vertical el senyal de baixa freqüència obtingut, igual que en el cas anterior, a la sortida del detector d'envolupant connectat a la sortida del filtre de pas banda, s'obté una representació de l'espectre en la pantalla de l'oscil·loscopi en què l'eix X seria el de freqüències.

Aquest sistema, conceptualment més simple que l'anterior, presenta com a inconvenient més important la dificultat de realització del filtre de sintonització, especialment si volem cobrir un amplada de banda molt gran com la de l'exemple anterior. Aquesta solució és només viable si el marge de freqüències de mesura és molt reduït.

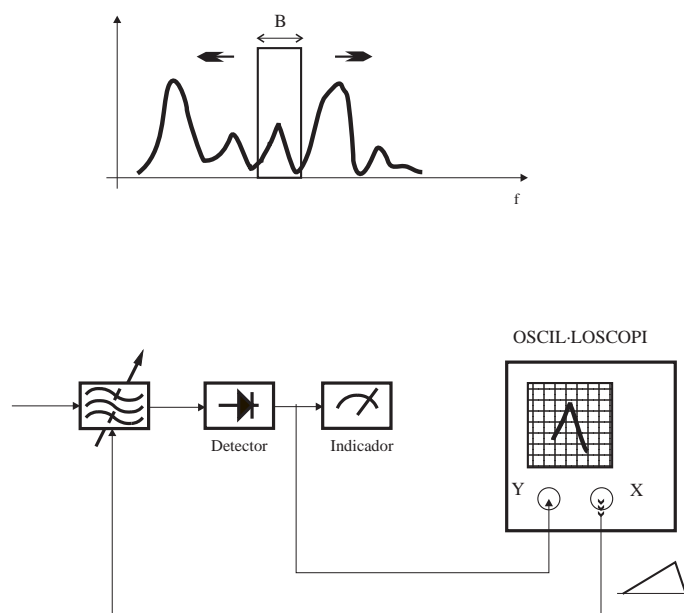


Fig. 2.4 Sistema de mesura de l'espectre mitjançant un filtre sintonitzable d'amplada de banda B.

2.3.3 Sistema heterodí

Una alternativa al problema és pensar en un sistema dual per al cas anterior. En comptes de desplaçar un filtre per l'espectre de freqüències, podem pensar a deixar-lo fix en una determinada freqüència i fer desplaçar l'espectre del senyal que volem mesurar a través seu (Fig. 2.5). Aquesta solució és la que ens aporta el sistema d'heterodinatge, usualment emprat en tots els sistemes receptors de comunicacions. Aquest sistema fa ús d'un dispositiu mesclador, un oscil·lador de freqüència variable i un filtre de pas banda.

El *mesclador*, representat pel signe de multiplicació (Fig. 2.6), és un dispositiu de tres ports, que s'anomenen OL (oscil·lador local), RF (radiofreqüència) i FI (freqüència intermèdia), que proporciona al port de FI el senyal obtingut com a producte dels senyals que es connecten als ports d'OL i de RF. Si en aquests accessos es connecten dos senyals sinusoidals, a la seva sortida obtenim el producte de dues sinusoides, que un cop desenvolupat matemàticament equival a tenir dues sinusoides d'igual amplitud, però una de freqüència la suma de les dues d'entrada i una altra de freqüència la diferència.

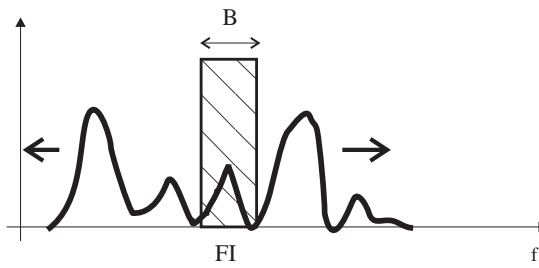


Fig. 2.5 Sistema heterodí: Principi de mesura de l'espectre.

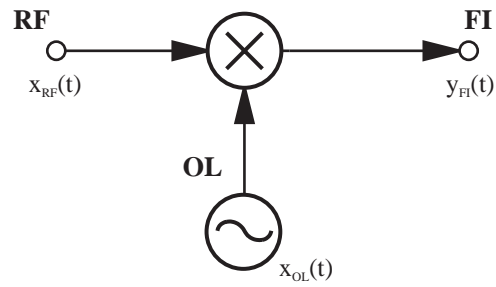


Fig. 2.6 El mesclador ideal.

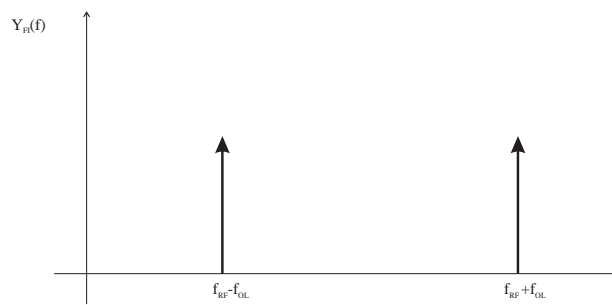


Fig. 2.7 Espectre del senyal obtingut al port de FI del mesclador.

$$\begin{aligned}
 x_{RF}(t) &= A_{RF} \cos(\omega_{RF}t) & x_{OL}(t) &= A_{OL} \cos(\omega_{OL}t) \\
 y_{FI}(t) &= x_{RF}(t) \cdot x_{OL}(t) = \frac{1}{2} A_{RF} A_{OL} \left[\cos[(\omega_{RF} - \omega_{OL})t] + \cos[(\omega_{RF} + \omega_{OL})t] \right]
 \end{aligned}
 \tag{2.3}$$

L'espectre del senyal obtingut al port de FI és (Fig. 2.7)

$$Y_{FI}(f) = \frac{1}{2} A_{RF} A_{OL} [\delta(f_{RF} - f_{OL}) + \delta(f_{RF} + f_{OL})]
 \tag{2.4}$$

Si a la sortida del mesclador es connecta un *filtre de pas baix* d'una amplada de banda adient, a la seva sortida obtindrem només el component de la freqüència diferència.

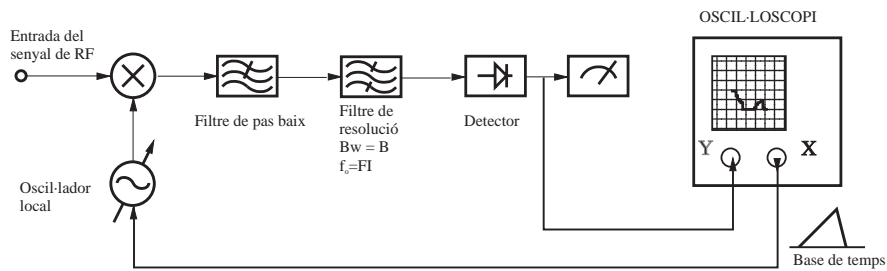


Fig. 2.8 Principi de funcionament de l'analitzador d'espectre heterodí.

Aprofitant aquestes propietats podem construir un analitzador d'espectre heterodí a partir de l'esquema de la figura 2.8. En aquest muntatge, l'oscil·lador local és de tipus VCO (*voltage controlled oscillator*), essent la seva freqüència controlada pel senyal en dent de serra provinent de la base de temps de l'oscil·loscopi. A la sortida del mesclador es connecta un filtre de pas baix amb la finalitat d'eliminar el component de freqüència doble. El *filtre de resolució* (RBW) és el filtre de pas de banda centrat a la freqüència intermèdia i d'amplada de banda B, que es connecta entre el filtre de pas baix anterior i el detector d'envolupant, de forma que a la sortida d'aquest darrer disposem d'un senyal de BF proporcional a l'amplitud del senyal de RF, apte per ser representat al canal vertical d'un oscil·loscopi.

D'aquesta forma, en variar la freqüència de l'oscil·lador local es produeix un "desplaçament" de l'espectre del senyal per la "finestra" d'amplada B del filtre de resolució.

Els avantatges d'aquest sistema són evidents: només és necessari un únic filtre de pas banda centrat a la freqüència intermèdia, escollida de forma que no presenti la seva realització cap dificultat tecnològica i que la seva amplada de banda es pugui fer molt estreta. Seleccionar freqüències intermèdies de desenes de MHz ens posa a l'abast filtres de tipus ceràmic o de quars de gran qualitat i amplades de banda molt estretes. Finalment, la configuració de receptor heterodí ens permet entendre l'analitzador d'espectre com un receptor de banda ampla.

El filtre de resolució

El filtre de resolució (RBW) és d'una importància cabdal en les prestacions de l'analitzador; és el darrer filtre de FI de la cadena receptora. Usualment la seva amplada de banda és variable i commutable en una determinada seqüència, essent la seva amplada de banda mínima el que determina

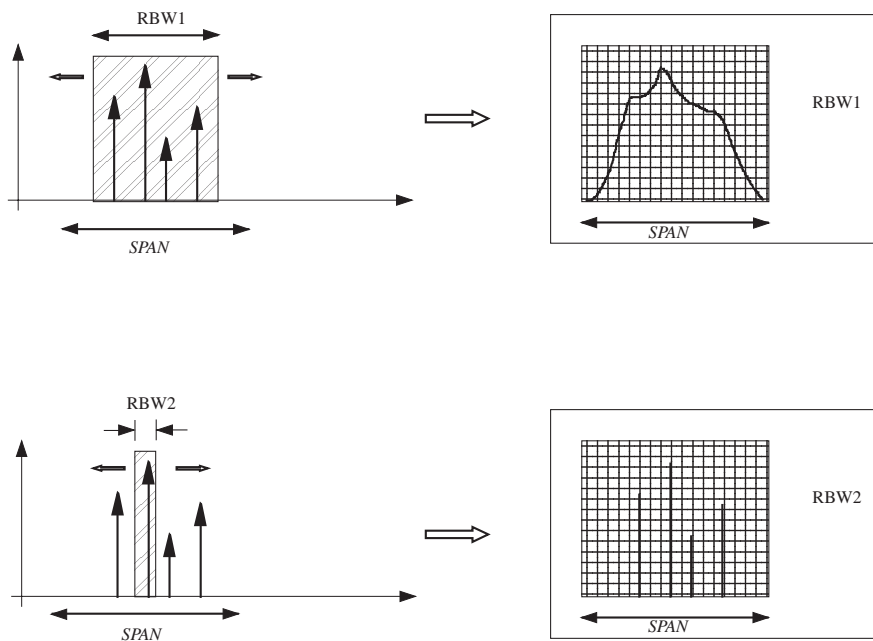


Fig. 2.9 Funció del filtre de resolució.

la selectivitat de la mesura: la capacitat de poder resoldre entre dos components espectrals molt propers. Aquest aspecte es pot veure a la figura 2.9.

Si suposem que el senyal d'entrada està format per un conjunt de ratlles espectrals molt properes, per al cas que l'amplada de banda del filtre de resolució RBW1 sigui més gran que la seva separació, en fer un escombratge d'oscil·lador local en un determinat rang de freqüències (*span*), el que es visualitzarà a la pantalla és el resultat de la integració del conjunt de components espectrals que ha efectuat el filtre de resolució. En canvi, si el filtre de resolució té una amplada de banda molt estreta RBW2, llavors sí que es produirà un efecte discriminador i serà possible la visualització en pantalla de tots els components espectrals.

La mínima amplada de banda del filtre de resolució, juntament amb les característiques d'estabilitat de freqüència dels oscil·ladors, són els factors que determinaran les prestacions de l'instrument.

Un cop conegut el principi de funcionament de l'analitzador heterodí, passem a estudiar-lo a partir del seu esquema de blocs.

2.4 Esquema de blocs

L'analitzador d'espectre és bàsicament un sistema receptor de banda ampla. La seva configuració habitual és com a sistema heterodí, utilitzant diverses freqüències intermèdies (FI), segons s'observa a l'esquema de blocs simplificat de la figura 2.10.

El senyal que connectem a la seva entrada s'aplica directament a un *atenuador* variable, normalment amb salts de 10 dB, per tal d'obtenir a la sortida el nivell de potència òptim per atacar el mesclador. Si el nivell de potència fos massa elevat, el mesclador funcionaria en règim no lineal i, per tant, obtindríem mesures errònies d'amplitud, a més que ens podrien aparèixer d'altres components espectrals generats pel mateix mesclador —*distorsió harmònica i d'intermodulació*—. Per contra, si el nivell del senyal és massa petit, pot succeir que aquest quedi submergit en soroll i, per tant, ens sigui molt difícil de poder extreure el senyal d'interès.

El *mesclador*, com ja hem vist a l'apartat anterior, realitza el producte del senyal present en el port de RF pel de l'oscil·lador local. En aplicar al port d'OL el senyal d'un oscil·lador de freqüència fixa, i al port de RF l'existent a la sortida de l'atenuador, l'efecte final que s'obté és el trasllat i el desdoblament de l'espectre del senyal del port de RF.

Si a la sortida del mesclador se situa un *filtre de pas banda* sintonitzat a la freqüència diferència, a la seva sortida només tindrem aquest component, ja que el component de freqüència suma haurà quedat eliminat.

Si retornem a l'esquema de blocs de l'analitzador, observem que aquest procés de conversió de

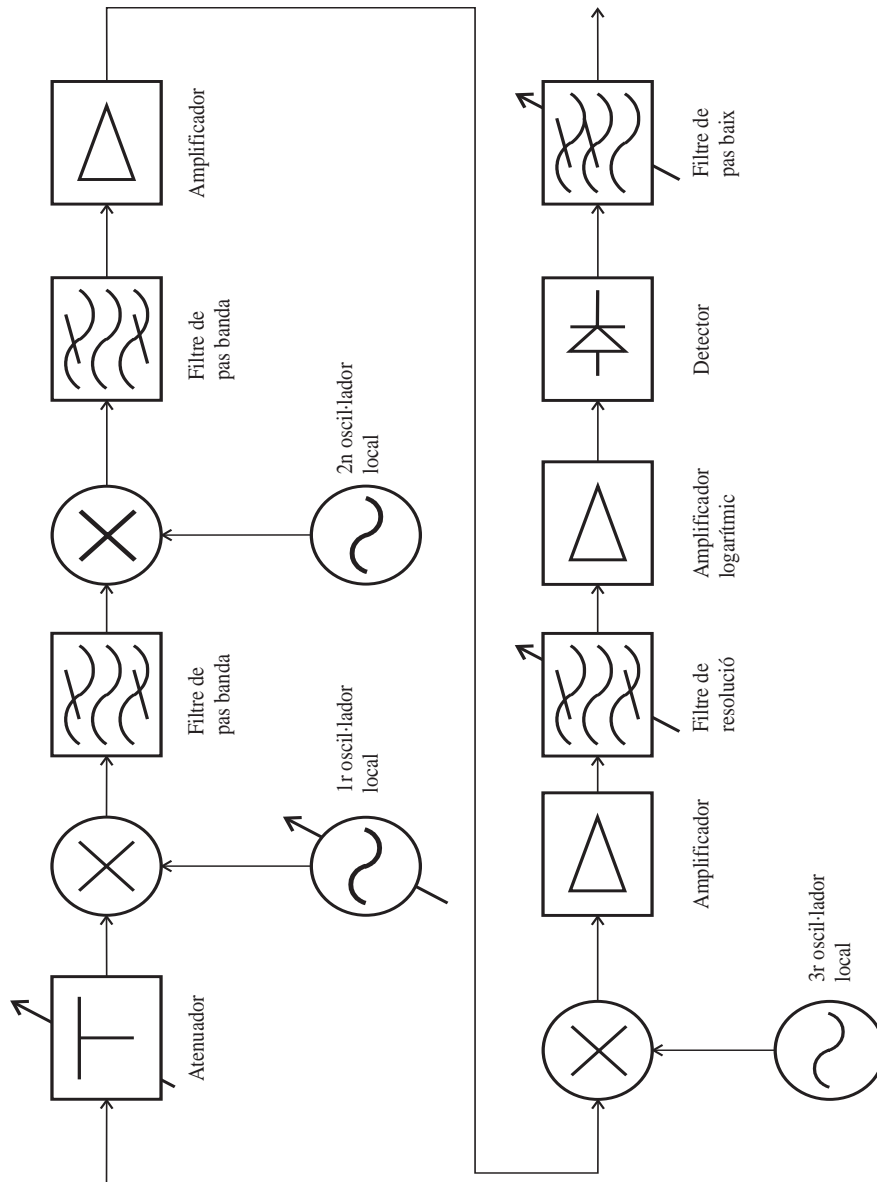


Fig. 2.10 Esquema de blocs simplificat de l'analitzador d'espectre heterodí.

freqüències es realitza tres vegades. Ara bé, a la sortida del tercer mesclador, es connecta un amplificador per augmentar el nivell del senyal d'abans de connectar-lo a l'entrada d'un altre filtre de pas banda, que té, però, la peculiaritat de tenir l'amplada de banda variable. Aquest filtre és el *filtre de resolució*, i és el filtre d'amplada de banda més estreta de tota la cadena receptora abans del detector. Serà sempre sobre aquesta amplada de banda establerta per aquest filtre que realitzarem la mesura.

A la sortida del filtre es troba un *amplificador logarímic*, que, com el seu nom indica, ens dóna un senyal de sortida que és proporcional al logaritme del senyal d'entrada; per tant, a més d'amplificar, fa la conversió a dB directament.

A continuació trobem un *detector*, representat pel símbol del díode; en efecte, el detector utilitza, entre altres elements, un díode que rectifica el senyal que té a la seva entrada, que recordem que encara és de RF, de manera que actua a mode de detector d'envolupant, i dóna a la seva sortida un senyal de baixa freqüència proporcional a l'amplitud de RF de l'entrada.

Ja finalment, abans de connectar-ho a l'eix y de la pantalla de l'analitzador, trobem un filtre de pas baix, anomenat *filtre de vídeo*, i de freqüència de tall variable, que ens permet "suavitzar" el senyal que s'ha representat, eliminant aquells components de més alta freqüència que poden pertorbar la mesura. S'ha de tenir ben clar que aquest filtre no redueix el soroll, funció que en canvi sí que fa el filtre de resolució.

En conclusió, el que presentem a la pantalla de l'analitzador és l'amplitud del senyal d'entrada, mesurat en l'amplada de banda del filtre de resolució i per a una freqüència concreta. Si, a més, igual que en l'oscil·loscopi apliquem un senyal en dent de serra a l'eix x, que a la vegada ens fa variar la freqüència dels oscil·ladors locals de l'analitzador, l'efecte resultant serà el d'afegir a la representació de l'amplitud un escombratge en freqüència.

2.5 Precaucions

Tal com es veu a l'esquema de blocs de l'analitzador d'espectre, el senyal d'entrada es connecta directament a un atenuador variable, d'on va a l'entrada del mesclador. Per tant, i per evitar malmetre l'instrument, s'han d'adoptar les precaucions següents, que es poden estendre a qualsevol altre equipament de RF:

1. Abans de connectar un cable a un instrument, s'ha de pensar i tenir una idea aproximada de què és el que el cable transporta: el nivell de potència i el nivell de corrent continu són els paràmetres més importants.
2. Valorar si el que tenim en el cable es pot connectar directament o no a l'aparell de mesura sense deteriorar-lo.

3. No connectar mai corrent continu a l'entrada de l'analitzador. L'atenuador és un component resistiu que presenta una impedància d'entrada de 50 Ω ; si s'hi connecta corrent continu, el que succeeix és que l'atenuador dissipa aquesta potència de continua i provoca que es deteriori.

4. No connectar cap senyal a l'analitzador que excedeixi la màxima potència admissible de l'instrument, habitualment de l'ordre de 20 dBm (vegeu les especificacions de l'aparell).

2.6 Unitats de mesura: dB, dBm, dBW, dB μ V

En RF la magnitud de mesura més habitual per descriure un senyal és a partir de la potència que lliura a una càrrega determinada, en comptes de les magnituds de tensió o de corrent, que són les que s'utilitzen en aplicacions de baixa freqüència. En principi, es podria pensar que aquesta descripció és una mica artificial, però si tenim en compte que els valors d'impedància dels circuits i les línies de transmissió estan sempre normalitzats a 50 Ω en aplicacions professionals i a 75 Ω en aplicacions de consum, llavors el problema queda resolt i, al mateix temps el pas de potència a tensió o corrent resulta gairebé immediat.

La potència s'obté com el producte de la tensió pel corrent, segons s'indica a l'expressió següent:

$$P(t) = v(t) i(t) \quad (2.5)$$

i, a la vegada, la tensió i el corrent sobre una impedància determinada es relacionen d'acord amb la llei d'Ohm; si la impedància no té part imaginària, llavors tenim

$$v(t) = R i(t) \Rightarrow P(t) = \frac{v(t)^2}{R} = i(t)^2 R \quad (2.6)$$

La unitat de mesura de potència és el watt, i amb aquesta unitat podem fer les lectures en la pantalla de l'analitzador de l'espectre del senyal. Ara bé, en comunicacions, atès que els nivells de potència dels senyals són de l'ordre dels mW, i en molts casos també de μ W, resulta més còmoda la utilització de magnituds logarítmiques, com ara el dB.

El dB es defineix com una relació logarítmica entre dues potències. El valor en dB entre dues potències, P_1 i P_2 , s'obté com

$$\text{dB} = 10 \log \left[\frac{P_1}{P_2} \right] = 10 \log(P_1) - 10 \log(P_2) \quad (2.7)$$

Per relacionar-ho amb els valors de tensions s'ha de fer ús de la impedància de referència sobre la qual es defineixen les potències anteriors; per tant, es té que

$$\begin{aligned} 10 \log \left[\frac{P_1}{P_2} \right] &= 10 \log \left[\frac{V_1^2/R_1}{V_2^2/R_2} \right] = 10 \log \left[\frac{V_1^2}{V_2^2} \right] + 10 \log \left[\frac{R_1}{R_2} \right] \\ &= 20 \log \left[\frac{V_1}{V_2} \right] + 10 \log \left[\frac{R_1}{R_2} \right] \end{aligned} \quad (2.8)$$

Per al cas que les dues impedàncies de referència siguin idèntiques, per exemple de 50Ω , l'equació (2.8) es redueix a

$$10 \log \left[\frac{P_2}{P_1} \right] = 20 \log \left[\frac{V_2}{V_1} \right] \quad \text{dB} \quad (2.9)$$

Si ara assignem a P_1 un valor de referència d'1 mW, la relació anterior en dB deixa de ser una magnitud relativa i passa a comportar-se com una magnitud absoluta de potència que anomenarem dBm

$$\text{dBm} = 10 \log \left[\frac{P}{1 \text{ mW}} \right] \quad (2.10)$$

De la mateixa manera podem definir d'altres unitats, com ara el dBW per a una potència de referència d'1 W,

$$\text{dBW} = 10 \log \left[\frac{P}{1 \text{ W}} \right] \quad (2.11)$$

el dB μ V sobre una tensió de referència d'1 μ V, etc.

$$\text{dB}\mu\text{V} = 20 \log \left[\frac{V}{1 \mu\text{V}} \right] \quad (2.12)$$

Les indicacions de l'amplitud del senyal d'entrada que es visualitzen en un analitzador d'espectre són habitualment de potència i estan expressades en dBm. Segons les prestacions de l'instrument, aquestes poden ser opcionalment presentades en forma de tensió i en unitats de dB μ V sobre una impedància de referència de 50 Ω , valor habitual de la seva impedància d'entrada.

2.7 Introducció al soroll tèrmic

En aquest apartat tractarem de forma introductòria el concepte de soroll i la seva influència sobre les comunicacions i, en concret, sobre les mesures amb l'analitzador d'espectre.

En comunicacions trobem diferents tipus de soroll; entre els més rellevants cal fer esment del *shot* i *flicker*, produïts en els dispositius semiconductors, que repercuteixen en determinats aspectes i dispositius com ara el díode làser i el soroll de fase d'oscil·ladors, respectivament. Però el soroll omnipresent en qualsevol sistema de comunicacions és el de tipus tèrmic, capaç d'influir i limitar de manera decisiva les seves característiques i prestacions.

Per analitzar el comportament del soroll tèrmic el tractament matemàtic que cal aplicar és l'estadístic, ja que el soroll és un senyal de tipus aleatori. A continuació en descriurem breument les característiques més importants.

El soroll tèrmic es defineix com:

L'energia cinètica d'un cos de partícules com a resultat de la seva temperatura finita. Si les partícules estan ionitzades, tenen càrrega elèctrica, i aquesta energia cinètica es pot acoblar elèctricament a un altre dispositiu, sempre que hi hagi disponible un camí de transmissió.

La potència disponible, és a dir la velocitat màxima amb què l'energia pot ser extreta del cos, és el resultat del producte de la constant de Boltzmann k , de valor $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K, per la temperatura T en kelvins i per l'amplada de banda B del canal de transmissió en Hz. La potència lliurada per un cos a temperatura T , i expressada en watts, és

$$P = kTB \quad [\text{J/s}] \approx [\text{W}] \quad (2.13)$$

La constant de Boltzmann indica quina és la quantitat de partícules que poden ser acoblades fora del material per mitjans elèctrics i per grau de temperatura.

Si disposem d'una resistència de valor R , en els seus terminals ens proporcionarà una tensió de soroll de 0 V de valor mitjà, però amb un valor quadràtic mitjà no nul de valor

$$\overline{v_n^2} = 4kTRB \quad (2.14)$$

essent B l'amplada de banda d'observació en Hz. La potència disponible, és a dir, la potència lliurada a una càrrega complexa conjugada situada a temperatura absoluta ($T=0K$) seria

$$P_n = \frac{\overline{v_n^2}}{4R} = kTB \quad (2.15)$$

de manera que retrobem el valor de potència de l'anterior equació 2.13. Si expressem en dBm aquesta potència de soroll a una *temperatura estàndard* T_o de 290 K, l'equació 2.15 queda de la forma

$$P(\text{dBm}) = 10 \log \left(\frac{kT_o B}{1 \text{ mW}} \right) = 10 \log(kT_o) + 10 \log B - 30 \text{ dB} = -174 \text{ dBm/Hz} + 10 \log B \quad (2.16)$$

Examinant l'expressió anterior, es pot veure que es compon de dos termes, un amb dimensions de dBm/Hz equivalent a la densitat espectral de potència de valor kT [W/Hz], més un altre corresponent al logaritme d'una amplada de banda en Hz del soroll. A partir d'aquests resultats es dedueix que la densitat espectral de potència del soroll tèrmic, és a dir, la seva distribució en l'espectre de freqüències, és independent de la freqüència i igual per a totes. Per aquest motiu, el soroll tèrmic és anomenat també *soroll blanc*, gaussià i de valor mitjà zero.

A mode de resum, podem dir que el soroll tèrmic té les propietats següents:

- valor mitjà zero
- densitat espectral de potència uniforme: kT [W/Hz]
- comportament igual per a totes les freqüències
- potència de soroll lliurada directament proporcional a l'amplada de banda de mesura: com més gran sigui l'amplada de banda més gran serà la potència de soroll.

Quan s'utilitza l'analitzador d'espectre per mesurar senyals d'interès, amb ells coexisteix una determinada potència de soroll; en aquest cas, l'amplada de banda de soroll B serà justament l'amplada de banda del filtre de resolució que estigui seleccionat. Com més gran sigui aquesta amplada de banda, més gran serà la potència de soroll que es visualitzarà en pantalla. En conseqüència, en el cas de mesurar un senyal molt feble immers en soroll, s'haurà d'utilitzar una amplada de banda de resolució molt estreta per reduir al mínim la potència de soroll observable.

Finalment, quan es fan mesures de soroll en un analitzador d'espectre, s'han de tenir en compte uns factors de correcció que cal aplicar sobre les mesures en pantalla. En primer lloc, el filtre de resolució de l'analitzador no és un filtre rectangular ideal, sinó que té un cert comportament gaussià; per tant, la seva amplada de banda és una mica més gran que la del filtre ideal, de l'ordre d'1,2 vegades. Per tant, la potència de soroll que mesurem ho serà en una amplada de banda més gran que la del filtre de resolució. En segon lloc, com que l'analitzador d'espectre utilitza un detector d'envolupant, aquest ens proporciona per al soroll un valor de potència menor que el real; a més, el mode logarítmic de presentació de l'analitzador tendeix a amplificar menys els pics de soroll que el senyal; per tant, la mesura de soroll obtinguda en pantalla és uns 2,5 dB més petita que la real.

Per conèixer el valor real de la densitat espectral de potència de soroll a partir de la presentació en pantalla de la potència de soroll mesurada en l'amplada de banda de resolució RBW de l'analitzador s'han d'aplicar les correccions següents:

$$\text{Lectura (dBm)} + 2,5 \text{ dB} = \text{Potència de soroll mesurada en l'amplada de banda de resolució (RBW) de l'analitzador.}$$

Finalment, la densitat espectral de potència de soroll serà la potència anterior normalitzada a una amplada de banda d'1 Hz

$$\text{Densitat espectral dBm/Hz} = \text{Lectura (dBm)} + 2,5 \text{ dB} - 10 \log (1,2 \text{ RBW})$$

En la majoria d'analitzadors, com ara l'Advantest R4131B, aquesta correcció es realitza de forma automàtica en activar la funció [NOISE/Hz].

2.8 Exercicis

1. A partir del manual de l'analitzador d'espectre de què es disposi, responeu les qüestions següents:
 - a) Quina és la seva precisió en la lectura de freqüències?
 - b) Disposa d'alguna funció de calibratge de freqüència? En cas afirmatiu, expliqueu-ne la utilitat i com s'activa.
 - c) Si connectem a l'entrada de l'analitzador un senyal de 470 MHz i -10 dBm de potència, quina és la seqüència de tecles que hem de prémer per aconseguir centrar-lo en pantalla amb un *span* de 500 KHz.
 - d) Descriviu quin és o quins són els procediments per mesurar la potència d'un senyal en pantalla.
 - e) Quin és el marge de freqüències de l'analitzador i la potència màxima que podem connectar a

la seva entrada.

- f) Expliqueu les diferències (en el concepte i en els seus efectes) entre el filtre de resolució i el filtre de vídeo.
2. Calculeu en dBm i mW la potència dissipada en cada una de les resistències següents sobre les quals s'han mesurat els valors de tensió que s'indiquen.
- 80 dB μ V, sobre 75 Ω
 160 dB μ V, sobre 100 Ω
 -40 dB μ V, sobre 50 Ω
3. Expressau en dBm i en dBW les potències següents : 80 mW, 15 W i 85 nW
4. En cas que tinguem una ona quadrada de tensió, amb període T i cicle de treball —*duty cycle*— τ/T (vegeu la figura 2.11):

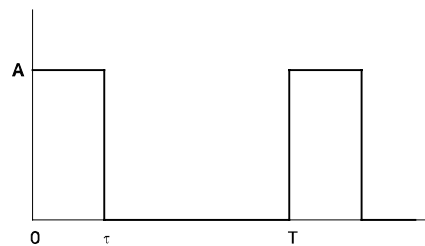


Fig. 2.11

- a) Calculeu el seu espectre. Trobeu la relació en dB entre les potències del primer i el segon harmònics.
- b) Particularitzeu els resultats anteriors per als casos $\tau/T=50\%$ i $\tau/T=20\%$, amb l'amplitud $A=0,5$ Vpp.
- c) Si aquest senyal provinent d'un generador de 50 Ω , mesurat en circuit obert (oscil·loscopi d'alta impedància), el connectem a una càrrega de 50 Ω (analitzador d'espectres), calculeu les

potències en dBm de cadascun dels harmònics.

5. Un generador de RF, de resistència interna de 50Ω , proporciona un senyal de 100 MHz amb una potència de -20 dBm.
 - a) Si connectem al generador una càrrega de 600Ω , calculeu la potència i la tensió eficaç lliurades a la càrrega, i expresseu-les en W i dBm, i en V i dB μ V, respectivament.
 - b) Calculeu el valor de pic (en V) de la tensió a la càrrega. Indiqueu en dB quina és la pèrdua de potència que es produeix a la càrrega per desadaptació d'impedàncies.
 - c) Indiqueu en dB el mateix concepte, però ara amb relació a la pèrdua de tensió per desadaptació. Discuti el significat del signe de les magnituds obtingudes.

6. Es vol connectar un generador de resistència interna de 50Ω simultàniament a dues càrregues de 50Ω , de forma que el generador sempre vegi adaptació d'impedàncies. Per fer-ho s'utilitzarà el circuit de la figura 2.12, conegut com a *divisor de potència resistiu*.

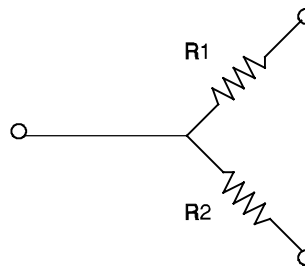


Fig. 2.12 Divisor de potència resistiu.

- a) Calculeu els valors de les resistències del divisor, de forma que es compleixin les condicions anteriors.
- b) Si P és la potència disponible en el generador, calculeu la potència lliurada a cada càrrega. Expresseu en dB l'atenuació introduïda pel divisor. Justifiqueu si aquest valor es correspon amb el que s'hauria d'esperar d'un divisor de potència ideal i per què.

7. Un atenuador és un dispositiu passiu de dos ports que s'utilitza per reduir la potència que volem lliurar a una càrrega determinada. A més, té la particularitat que presenta adaptació d'impedàncies simultàniament a l'entrada i a la sortida quan s'insereix en un sistema adaptat a 50Ω .

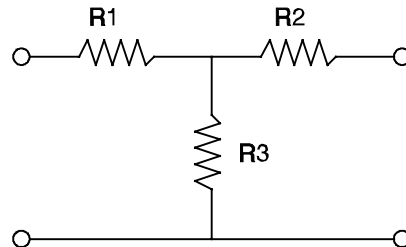


Fig. 2.13 Atenuador resistiu.

Suposem que tenim un generador de resistència interna de 50Ω , que ens proporciona un senyal de 20 dBm de potència que volem connectar a un càrrega adaptada, però aquesta només admet una potència màxima de 10 dBm. Dissenyem un atenuador de 10 dB, utilitzant la configuració en T de la figura 2.13, que preservi l'adaptació d'impedàncies a l'entrada i la sortida.

8. Un mesclador ideal (Fig. 2.6) és un dispositiu de tres accessos anomenats RF (*radiofreqüència*), OL (*oscil·lador local*) i FI (*freqüència intermèdia*), de forma que el senyal que proporciona en el port de FI és el producte dels senyals que es connecten en els altres dos ports.

$$y_{FI}(t) = x_{RF}(t) \cdot x_{OL}(t) \quad (2.17)$$

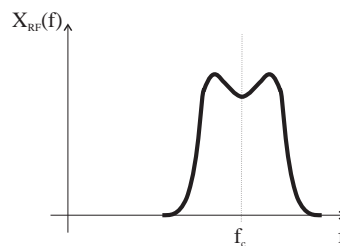


Fig. 2.14

- a) Calculeu, aplicant la transformada de Fourier, l'espectre del senyal $y_{\text{RF}}(t)$ per al cas que $x_{\text{OL}}(t)=A \cdot \cos(\omega_0 t)$ i $x_{\text{RF}}(t)$ és un senyal de banda limitada, que té un espectre tal com s'indica a la figura 2.14.
- b) A la vista del resultat obtingut, expliqueu quin és l'efecte del mesclador.

2.9 Experiències de laboratori

En el cas habitual que la docència es realitzi en un laboratori equipat amb un determinat nombre d'analitzadors d'espectre, és molt recomanable tenir-hi instal·lada una xarxa de distribució de senyal de banda ampla que arribi a cada lloc de treball. Això permetrà poder enviar-hi el mateix senyal, tant si és procedent d'una antena com d'un generador sintetitzat de RF, i alhora simplificar i abaratir el cost d'instal·lació del laboratori. Amb aquest sistema serà possible realitzar més endavant les experiències amb mescladors i d'altres dispositius i, per exemple, permetre que el senyal d'oscil·lador local sigui comú a tots els llocs de treball.

2.9.1 Utilització simplificada de l'analitzador d'espectre

Connectarem a l'entrada de l'analitzador d'espectre, mitjançant un atenuador de 10 dB, el senyal procedent d'un sintetitzador de freqüències que es distribueix per la xarxa instal·lada en el laboratori.

L'atenuador de 10 dB s'utilitza per protegir l'aparell d'un excés de potència que podria deteriorar les etapes d'entrada de l'analitzador.

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:

a) 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 (Fig. 2.10) 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.

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 . Models més sofisticats permeten emmagatzemar el factor d'antena i representar en pantalla directament valors de camp elèctric en V/m.

b) 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; altrament ens sortirà en pantalla el missatge UNCAL per advertir-nos de la descoordinació entre els tres comandaments. 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.

2.9.2 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.

2.9.3 Mesures d'espectres de senyals polsats

Connectarem la sortida de 50 Ω d'un generador de funcions del lloc de treball a l'oscil·loscopi d'impedància d'entrada 1 M Ω , seleccionant un senyal quadrat de 0,5 Vpp de tensió en circuit obert, amb *offset* 0 V i 2 MHz de freqüència. Un cop establerts aquests paràmetres connectarem una T a

l'entrada de l'oscil·loscopi amb un cable a l'entrada de l'analitzador d'espectre, seleccionant un *span* de 20 MHz amb una freqüència central de 2 MHz. Es tractarà de mesurar el seu espectre i comparar-lo amb el teòric.

Un cop fet això, actuarem sobre el comandament de *duty cycle* del generador de funcions fins aconseguir un pols positiu de durada $\tau=200$ ns; a continuació mesurarem la freqüència i el període T d'aquest senyal. Tot seguit mesurarem de nou l'espectre, comparant-lo amb el teòric. Sobre l'analitzador comprovarem la correspondència temps-freqüència variant la durada del pols τ (cicle de treball) i el període T (freqüència).

2.9.4 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. A la figura 2.15 s'observa la mesura en escala lineal feta amb l'analitzador d'espectre d'un pols de RF.

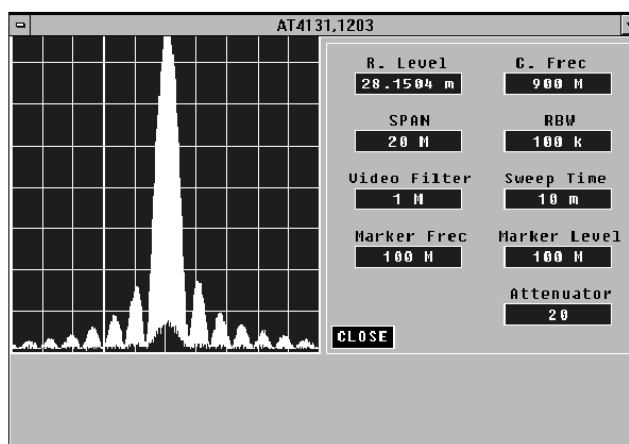


Fig. 2.15 Espectre mesurat en escala lineal d'un senyal polsat de RF.

2.9.5 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.

Ref. 6590

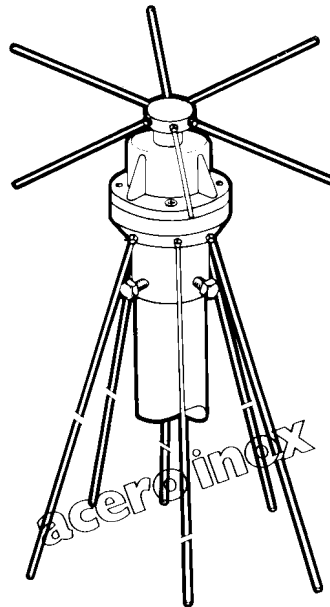


Fig. 2.16 Antena de tipus discon.

La radiodifusió de senyals de TV i ràdio

A Barcelona, la radiodifusió de TV es realitza a través dels equips instal·lats a la Torre de Collserola, i utilitzant actualment les tradicionals bandes de VHF i UHF.

Les grans amplades de banda del VHF (30 - 300 MHz) i de l'UHF (300 - 3.000 MHz) han fet necessari subdividir-les en d'altres subbandes i establir una altra denominació de més fàcil ús. Així, la nomenclatura habitual que existeix per als serveis de radiodifusió de TV i de FM comercial és la de banda I, II i III per al VHF i la de banda IV i V per a l'UHF i, a més, cadascuna d'aquestes subbandes es divideix en un nombre determinat de canals, d'acord amb l'esquema següent:

Banda I

<i>Marge de freqüències:</i>	de 47 MHz a 68 MHz
<i>Servei:</i>	Canals de TV, de 7 MHz d'amplada de banda
<i>Numeració:</i>	Canals del 2 al 4

Banda II

<i>Marge de freqüències:</i>	de 87,5 MHz a 107,8 MHz
<i>Servei:</i>	FM comercial, amb 75 kHz de desviació de freqüència i 300 kHz d'amplada de banda, amb canalitzacions múltiples de 100 kHz
<i>Numeració:</i>	Canals del 2 al 56

Banda III

<i>Marge de freqüències:</i>	de 174 MHz a 230 MHz
<i>Servei:</i>	Canals de TV, de 7 MHz d'amplada de banda
<i>Numeració:</i>	Canals del 5 al 12

Banda IV

<i>Marge de freqüències:</i>	de 470 MHz a 622 MHz
<i>Servei:</i>	Canals de TV, de 8 MHz d'amplada de banda
<i>Numeració:</i>	Canals del 21 al 37

Banda V

<i>Marge de freqüències:</i>	de 622 MHz a 862 MHz
<i>Servei:</i>	Canals de TV, de 8 MHz d'amplada de banda
<i>Numeració:</i>	Canals del 38 al 69

Per als canals de les bandes I, III i IV/V, el paràmetre més característic és la freqüència de la portadora de vídeo; la distància d'aquesta respecte del límit inferior del canal és d'1,25 MHz en tots ells; per tant, amb aquestes dades és possible determinar per a qualsevol canal quina és la freqüència de la portadora de vídeo.

Aquesta situació, però, canviarà aviat, ja que el *Quadre Nacional d'Atribució de Freqüències* elaborat per la Secretaria General de Comunicacions seguint les directrius de la UIT, estableix que els equips emissors i reemissors de TV amb potències inferiors als 100 W han d'abandonar la banda del VHF (bandes I i III), abans de l'1 de gener de 1995, i els de potència superior als 100 W ho hauran de fer abans de l'1 de gener del 2000, ja que a partir d'aquesta data aquesta banda de freqüències passarà a ser ocupada pel servei mòbil terrestre i, per tant, tota la radiodifusió de TV es farà en les bandes IV i V.

Finalment, pel que fa a la radiodifusió d'AM comercial, les bandes de freqüències assignades són:

- *Ona llarga:* de 150 kHz a 285 kHz
- *Ona mitja:* de 535 kHz a 1.605 kHz, canals de 9 kHz d'amplada de banda
- *Ona curta:* de 3,95 MHz a 26,1 MHz

El treball de laboratori consistirà a:

- a) Identificar les freqüències de les portadores de vídeo i d'àudio dels canals de TV que es reben en el laboratori, mesurant les potències amb què arriben; a partir d'això deduirem el número de canal i la banda de freqüències d'emissió.
- b) Identificar diferents emissores de ràdio d'ona curta.
- c) Identificar serveis de radiotelefonía privada mòbil en la banda de 862 a 960 MHz.
- d) Identificar serveis de radionavegació aèria.
- e) Identificar serveis de telefonía mòbil analògica i digital.

Alguns analitzadors d'espectre incorporen una sortida d'àudio que es correspon amb la sortida del detector de l'analitzador; aquest actua com a desmodulador d'AM i, en alguns casos, ho pot ser de FM, de forma que és possible escoltar les emissions radiofòniques. Per fer-ho, s'ha de tenir en compte de fixar una amplada de banda de resolució més gran de 20 kHz —amplada de banda d'àudio— per poder escoltar amb nitidesa el senyal.

3 Interferència i compatibilitat electromagnètica

3.1 Objectiu

L'objectiu del tema és introduir la problemàtica existent sobre la mesura de la compatibilitat electromagnètica (EMC) d'aparells elèctrics i electrònics, com també els criteris bàsics per a la seva eliminació. En concret, s'estudiarà la mesura de la interferència radiada de diferents equips, utilitzant com a element de mesura l'anàlitzador d'espectres amb detector de quasipic i les antenes bicònica i logoperiòdica.

3.2 Introducció a la problemàtica EMI/EMC

La *interferència electromagnètica (EMI)* és una part concreta del concepte més general de *compatibilitat electromagnètica (EMC)*. Per compatibilitat electromagnètica s'entén aquella seguretat que un sistema determinat pot continuar operant sense degradar-se en un entorn de radiacions electromagnètiques, a la vegada que no contribueix a la degradació d'altres sistemes del seu entorn.

La interferència electromagnètica, com el seu nom indica, s'aplica al resultat dels efectes provocats per senyals no generats intencionadament que produeixen avaries o mals funcionaments en d'altres sistemes situats en el seu entorn.

Podem trobar molts tipus d'exemples d'ambdues situacions. Un forn de microones, si està ben blindat, concentra tota l'energia electromagnètica (700 W a 2,45 GHz) en el seu interior i sobre l'aliment que es vol cuinar; si es degrada el seu blindatge, part de la potència de RF que genera és radiada cap a l'exterior, cosa que provoca una certa interferència (EMI) que pot afectar les persones que hi ha al seu entorn, o a d'altres equips electrònics propers. Un telèfon mòbil pot operar correctament en un entorn urbà, però pot deixar de fer-ho si el situem al costat d'una estació transmissora de TV o ràdio; si el seu blindatge no és prou adequat, un ambient amb gran densitat de potència de RF pot interferir en els seus components i provocar-ne el mal funcionament o fins i tot el seu deteriorament: no és compatible en l'entorn (EMC).

El tema EMI/EMC és prou important i ha motivat l'establiment d'una directiva europea de la UE, que havia d'entrar en vigor l'1 de gener de 1992, amb un període introductori d'un any abans de la seva aplicació definitiva el 31 de desembre de 1992; la realització d'esmenes a aquesta directiva ha provocat que s'hagi endarrerit la seva entrada en vigor fins al 31 de desembre de 1995. Per tant, tots els fabricants d'equips elèctrics i electrònics hauran de complir aquesta normativa per tal de poder homologar els seus productes. Això afecta tant els fabricants d'instrumentació biomèdica, com els fabricants de neveres, rentadores, equips de comunicacions, etc. tant pel que fa a la possibilitat de generar interferències com de ser susceptibles de rebre-les. Això obligarà que els fabricants s'equipin amb instruments de mesura adequats per poder certificar els seus productes, o bé recorrin a d'altres organismes, com ara el Laboratori General d'Assaigs i Investigacions de la Generalitat de Catalunya, perquè els en faci la certificació corresponent.

Pel que fa a l'origen de les fonts electromagnètiques d'interferència, aquestes poden ser *naturals*, com ara els llamps, soroll còsmic, etc.; *artificials intencionades*, com ara les emissores de ràdio, radars, etc.; i *artificials no intencionades*, com els electrodomèstics, els ordinadors, els fluorescents, etc.

Quant al mitjà de propagació de les interferències, podem distingir la *radiació electromagnètica* (en què no hi ha connexió física), d'antena a antena, de xassís a antena, d'antena a línia, etc.; i la *radiació conduïda*, en xarxa elèctrica, masses comunes, etc.

El receptor de la interferència pot ser natural: persones, animals, plantes; o bé productes manufacturats, equips, aparells, instruments, etc. A més, per al receptor, es distingeix la *susceptibilitat*, com a funció espectral que defineix els nivells per sota dels quals no es produeix cap mena de dany, i la *vulnerabilitat*, conjunt de característiques que defineixen com s'han de superar els nivells de susceptibilitat per tal de produir danys irreparables en el sistema.

La prevenció d'aquests problemes passa per:

- | | |
|--|----------------------------------|
| 1. Reduir els nivells d'emissió de qui els produeix: | → <i>blindatges</i> |
| 2. Limitar la trajectòria de propagació: | → <i>aïllaments</i> |
| 3. Protegir el receptor: | → <i>blindatges i aïllaments</i> |

3.3 Mesures d'EMI/EMC radiada

Les mesures EMI conduïdes consisteixen a obtenir els valors de tensió i corrent, o bé el de la impedància de transferència, utilitzant tècniques pròpies de BF.

En aquest tema ens limitarem a les mesures d'EMI radiada, que consisteixen en les mesures dels camps elèctric i magnètic generats pels dispositius.

La configuració de mesura més bàsica és la d'una antena receptora i un equip receptor de banda ampla.

Existeixen instruments específics per a aquestes mesures, però en la majoria de casos un analitzador d'espectres amb unes característiques determinades pot acomplir aquesta funció.

Per fer la diagnosi inicial d'un equip, o d'una part d'ell (una placa de circuit imprès), pot ser suficient la utilització d'una sonda receptora connectada a un analitzador d'espectre. Un cop acabat l'equip es fa una avaluació preliminar utilitzant una cambra anecoica de RF, o bé un espai obert sense reflexions, on se situa una antena receptora que recull, en diferents posicions i en funció de la freqüència, la radiació de l'equip. L'avaluació final s'ha de realitzar complint la normativa del Comitè Internacional Especial per a les Pertorbacions Radioelèctriques (CISPR), que defineix quin ha de ser l'entorn de la mesura i quin ha de ser el procediment a aplicar. Si un equip no supera aquesta avaluació final s'ha de repetir el procés iterativament i aplicant-hi les correccions necessàries fins que convergeixi.

3.3.1 Antenes

Les antenes que s'han d'utilitzar per a la mesura han de ser de banda ampla. Així, s'utilitzen antenes d'espira que operen de 10 kHz a 30 MHz; antenes bicòniques, de 30 MHz a 300 MHz; logoperiòdiques, de 300 a 1 GHz; o bé dipols amb braços de llargada extensible. Les mesures es realitzen per diferents angles d'orientació, alçades de l'antena respecte del terra, polarització, etc., sempre amb l'objectiu de mesurar, en el cas pitjor, quin és el nivell màxim de radiació de l'equip que es mesura.

Per a cada antena es defineix el paràmetre denominat *factor d'antena* (AF) com la relació de calibratge de transducció de l'antena, relacionant el mòdul del camp elèctric E que es mesura, de dimensions V/m, amb la tensió V obtinguda en els terminals de l'antena produïda per aquest camp elèctric, és a dir,

$$AF = \frac{E}{V} ; \quad [m^{-1}] \quad (3.1)$$

El seu marge de variació pot anar de 0 dB a +60 dB; valors petits indiquen una bona sensibilitat, mentre que factors d'antena elevats denoten una antena poc sensible. Aquest paràmetre es pot relacionar amb la longitud efectiva de l'antena l_e i amb la seva eficiència A_e , de la forma

$$AF = \frac{1}{l_e \cdot A_e}, \quad \text{amb } A_e = \frac{V_L}{V_o} \quad (3.2)$$

essent V_L la tensió induïda per l'antena sobre la càrrega i V_o la tensió induïda en circuit obert. Valors típics de factors d'antena són els que es representen a la taula 3.1.

Taula 3.1 Factors d'antena típics.

Antena	30 - 200 MHz	0,2 - 1 GHz	1 - 10 GHz
Dipol sintonitzable	-2, +14 dB	+14, +28 dB	
Dipol de banda ampla	0, +18 dB		
Bicònica	+7, +18 dB		
Logoperiòdica		+17, +26 dB	+2, +48 dB

L'entorn òptim per fer-ho seria una cambra de Faraday (*cambra tancada de parets totalment metàl·liques*), en la qual totes les tensions d'alimentació que hi arribessin estiguessin molt ben filtrades i, per tant, no sotmès a cap mena de pertorbació exterior. Si a més s'han de fer mesures de radiació, l'interior d'aquesta cambra de Faraday hauria d'estar revestida de *material absorbent de RF*, per tal de donar-li la característica de cambra anecoica i evitar les reflexions d'ones en les seves parets i, per tant, la propagació multicamí, que pertorbarian la mesura.

Un sistema de mesura "personal" pot obviar aquest requisit i utilitzar un lloc obert lliure d'elements que afavoreixen les reflexions i deixar-lo reduït a un conjunt d'antenes i un analitzador d'espectre adequats.

Les característiques que ha de complir un analitzador d'espectre per aquest tipus de mesura són, entre d'altres, tenir una amplada de banda mínima de 10 kHz a 2,2 GHz per poder recollir àmpliament la distribució espectral dels senyals interferents; incorporar, a més de les deteccions de pic (*peak*) i de valor mitjà (*average*), la de quasipic (*quasi peak*); una bona sensibilitat per poder detectar senyals febles, especialment a freqüències altes; un gran marge dinàmic per poder mesurar simultàniament senyals molt i poc intensos; bona precisió en la mesura; compensació automàtica del factor d'antena (dBµV/m) i amplades de banda de resolució a 6 dB específics de 200 Hz, 9 kHz i 120 kHz.

3.3.2 Detectors

Les diferències i aplicacions entre els diferents modes de detecció vénen determinades per les característiques de la interferència mesurar.

Els senyals interferents poden ser de diversos tipus, però podem fer-ne una classificació sobre la base de la seva periodicitat i durada. Podem tenir polsos esporàdics de durada variable i amb valors de pic grans o petits, i podem tenir polsos repetitius amb diferents valors de pic.

Segons quin sigui el sistema, pot ser més perjudicial tenir com a interferència un senyal periòdic de poca potència que un senyal puntual de gran amplitud. L'elecció del tipus de detector dependrà de les

característiques del senyal interferent.

Un detector de pic, com el seu nom indica, és un detector molt ràpid (constant de temps petita), de manera que és més sensible als valors màxims del senyal que als més petits.

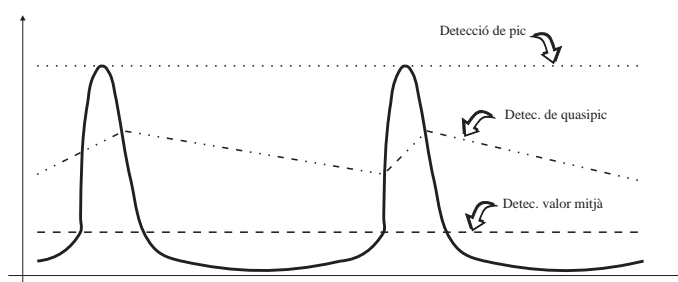


Fig. 3.1 Respostes de detectors diferents a un mateix senyal periòdic.

El detector de valor mitjà, s'utilitza en els casos en què el valor mitjà de la interferència és més perjudicial que el valor de pic, i es caracteritza per tenir una constant de temps gran, cosa que li proporciona un efecte d'integrador del senyal rebut.

El detector de quasipic (QP) és el que més es fa servir en sistemes de mesura EMI i es defineix com la fracció del valor de pic en una amplada de banda; aquesta fracció es fa més gran i s'acosta a la unitat quant més gran és la freqüència de repetició dels pics del senyal interferent. Podem dir que és una mena de detector de pic que es descarrega entre pic i pic del senyal interferent; com més repetitius siguin els polsos menys diferències hi haurà entre les respostes de pic i QP, mentre que, en el cas contrari, les diferències seran més grans. A la figura 3.1 es recullen les diferències entre les respostes dels tres detectors a un mateix senyal.

A la taula 3.2 es resumeixen les especificacions més rellevants que han de complir els sistemes de mesura que utilitzen la detecció QP i que segueixen la norma CISPR-16(77) i l'equivalent espanyola UNE-20-503-84.

3.4 Valors límit de radiació permesa

Els diversos organismes nacionals i internacionals, apliquen normatives pròpies en què s'especifiquen els valors màxims de radiació permesos per als diversos aparells elèctrics. Com hem dit, la Comunitat Europea ha elaborat una directiva pròpia que especifica uns nivells màxims. Totes aquestes normatives

Taula 3.2 Especificacions del detector de quasi-pic.

Banda de freqüències	A: 10 - 150 kHz	B: 0,15 - 30 MHz	C: 30 - 300 MHz D: 0,3 - 1 GHz
Amplada de banda a 6 dB	200 Hz	9 kHz	120 kHz
Detector QP: constant de càrrega	45 ms	1 ms	1 ms
Detector QP: constant de descàrrega	500 ms	160 ms	550 ms
Factor de sobrecàrrega abans de la detecció	24 dB	30 dB	43,5 dB
Factor de sobrecàrrega després de la detecció	6 dB	12 dB	6 dB

Taula 3.3 Valors límits de radiació permesa mesurats a una distància de 10 m.

Freqüència (MHz)	Alemanya (dB μ V/m)		EUA (dB μ V/m)		Japó (dB μ V/m)		Canadà (dB μ V/m)		CE (dB μ V/m)	
	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B
30 - 41	64	34	40	30	40	30	40	30	40	30
41 - 68	40	34	40	30	40	30	40	30	40	30
68 - 88	64	34	40	30	40	30	40	30	40	30
88 - 174	64	34	44	34	40	30	44	34	40	30
174 - 216	40	34	44	34	40	30	44	34	40	30
216 - 300	40	34	47	36	40	30	47	36	40	30
230 - 470	64	37	47	36	47	37	47	36	47	37
470 - 760	45	46	47	36	47	37	47	36	47	37
760 - 1.000	59 - 57	46	47	36	47	37	47	36	47	37

acostumen a distingir dos tipus d'equipament: el de *classe A*, d'ús comercial, i el de *classe B*, d'ús domèstic. A la taula 3.3 s'indiquen els valors màxims de camp elèctric permesos, mesurats a una distància de 10 m de l'equip, que es refereix als grups de productes relacionats amb les tecnologies de la informació, industrials, científics i mèdics.

Aquests valors de camp elèctric, expressats en dB μ V/m, corresponen a valors mesurats en camp llunyà; per tant, en aquesta situació el camp elèctric varia amb la distància com 1/r; això vol dir que una variació en distància d'una dècada equivaldrà a una variació de 20 dB d'aquests valors.

Finalment, a la taula 3.4 es relacionen els valors màxims de radiació permesos segons la norma CISPR-22, relativa als equips utilitzats en les tecnologies de la informació, mesurats amb un detector de quasipic.

Taula 3.4 Valors màxims de radiació permesa (norma CISPR-22).

Classe A	30 MHz - 230 MHz	30 dB μ V/m	d= 30 m
	230 MHz - 1 GHz	37 dB μ V/m	
Classe B	30 MHz - 230 MHz	30 dB μ V/m	d= 10 m
	230 MHz - 1 GHz	37 dB μ V/m	

La mateixa norma especifica, quant al sistema de mesura, que el soroll d'ambient, és a dir, el senyal rebut quan el dispositiu que es mesura està desconnectat, estigui 6 dB per sota dels valors màxims especificats a la taula anterior.

La certificació EMI és un procés idoni per ser automatitzat i controlat per ordinador, ja que es tracta de fer un gran nombre de mesures en un marge de freqüències molt ampli, i per a diferents polaritzacions d'antena i distàncies d'aquesta respecte al terra. L'automatització de mesures es basa en la utilització del bus GPIB (*general purpose instrumentation bus*), bus inicialment desenvolupat per Hewlett Packard amb la denominació HPIB i posteriorment estandarditzat per l'Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE). Es tracta d'un bus paral·lel de 8 bits, més diverses línies de control i gestió del bus.

La majoria d'instruments acostumen a portar la interfície GPIB i, per tant, totes les seves funcions poden ser comandades mitjançant el bus des d'un ordinador. Un sistema automàtic de mesura controlaria, mitjançant motors, la posició de l'antena i de l'equip sota prova, la programació de l'anàlitzador d'espectre o receptor equivalent i l'adquisició de dades corresponent i el seu emmagatzematge.

3.5 Blindatges i components de filtratge

Dintre dels aspectes de disseny d'un determinat equip o component, a més dels relatius a la seva funcionalitat i les seves prestacions, cal incloure els referents a la compatibilitat electromagnètica, en

els seus dos vessants: de susceptibilitat i d'interferències generades, que poden arribar a ser de més dificultat que no pas els merament electrònics. El blindatge dels equips i circuits electrònics i el filtrat correcte de les tensions d'alimentació i de control són indispensables en el procés de disseny i en formen part indiscutiblement.

El blindatge es basa en la propietat de les ones electromagnètiques de ser reflectides en incidir sobre un conductor perfecte, pel fet que el camp elèctric és nul a l'interior d'un conductor ideal, o bé s'atenua exponencialment en funció de la profunditat de penetració δ en un conductor imperfecte

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}; \quad \text{m} \quad (3.3)$$

essent f la freqüència, μ la permeabilitat magnètica i σ la conductivitat.

Blindar un determinat equip o subsistema consisteix a tancar-lo hermèticament —des del punt de vista elèctric— dins d'una caixa de parets conductores; depenent de la qualitat del conductor s'evitarà, en major o menor mesura, la radiació cap a l'exterior dels senyals existents a l'interior, a la vegada que se'l protegeix de qualsevol pertorbació externa que el pugui afectar.

D'acord amb aquest principi, operen les anomenades *gàbies de Faraday*, recintes metàl·lics perfectament aïllats, a l'interior dels quals s'assoleix un entorn electromagnètic "net" apte, entre d'altres aplicacions, per a la certificació EMI.

Com hem dit, la qualitat del blindatge depèn principalment de la qualitat del conductor utilitzat. Els conductors reals presenten unes impedàncies intrínseques de valor

$$Z_m = \sqrt{\frac{\pi f \mu_o}{\sigma}} (1 - j) \quad (3.4)$$

inversament proporcional a l'arrel quadrada de la seva conductivitat. En incidir-hi una ona electromagnètica, que en principi suposarem plana —camp elèctric i magnètic relacionat per la impedància d'ona η_o —, part d'ella serà reflectida però part d'ella serà transmesa i experimentarà una certa atenuació motivada pel valor finit de la conductivitat del material.

En el cas que en l'ona electromagnètica incident predomini el camp magnètic, aquest penetrarà a l'interior del conductor sense dificultats i només podrà ser atenuat al seu interior si el conductor presenta una permeabilitat magnètica elevada, situació que es dona en materials ferromagnètics i que són els que s'hauran d'utilitzar en aquest cas.

En el cas dual en què el predomini sigui del camp elèctric, la situació és anàloga a la de l'ona plana, el camp E és reflectit eficaçment pel conductor i la part que és transmesa experimenta una atenuació exponencial deguda a les pèrdues per conducció del material. En aquest cas, s'ha de triar un bon conductor amb un gruix més gran que el de la seva profunditat de penetració δ a la freqüència d'operació més elevada.

En l'àmbit comercial podem trobar gran varietat de materials per a blindatges, des de trenes conductores fins a juntes metàl·liques, cintes de goma carregades amb material absorbent, o bé cintes de goma amb una fina malla de conductors que el travessen.

Habitualment tots aquests components serveixen per garantir un bon contacte elèctric entre les tapes de les caixes que tanquen l'equip o circuit imprès, evitant discontinuïtats o esclatxes que en podrien debilitar el blindatge.

També podem trobar reixes de ventilador dissenyades especialment per facilitar el flux d'aire, però que bloquegen el pas del camp elèctric, i d'altres components similars.

És important tenir en compte que, a freqüències elevades, qualsevol esclatxa que resti oberta en el blindatge de l'equip pot actuar a mode d'antena sempre que les seves dimensions siguin comparables a la longitud d'ona. En aquest sentit, un dels punts que s'ha de cuidar més en el disseny d'un forn de microones domèstic és precisament el de la porta d'accés; un bon disseny electromagnètic és essencial per evitar la radiació paràsita del senyal de 2,45 GHz cap a l'exterior.

A més dels aspectes de blindatge, s'han de tenir en compte els de filtratge i molt especialment els dels cables d'alimentació dels equips o subsistemes. Si bé la seva influència és més notòria com a camí de propagació de l'EMI conduïda, en el cas que aquesta sigui de radiofreqüència es pot produir, a més, la seva radiació pels mateixos cables d'alimentació, la qual cosa incrementa la pertorbació.

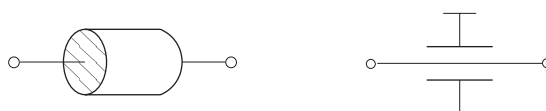


Fig. 3.2 Condensador passamurs: model físic i circuit equivalent.

Un dels components de filtratge més indispensables en RF és el condensador passamurs. Consisteix en un condensador cilíndric que presenta capacitats des del centenar de pF fins a desenes de nF, amb freqüències de ressonància molt elevades. Està format per un cilindre metàl·lic omplert de material dielèctric que es connecta a massa; seguint l'eix del cilindre es disposa un conductor metàl·lic que

el travessa a on es connectarà el senyal que es vol filtrar, tal com s'indica a la figura 3.2, i s'obté el valor de capacitat esmentat entre aquest conductor i massa.

El muntatge d'aquest condensador es realitza fent un forat a la paret de la caixa, soldant-hi el cilindre exterior; la tensió d'alimentació es connecta en el terminal central, i així s'aconsegueix que només els senyals de baixa freqüència surtin o entrin a la caixa blindada, i que els de RF es derivin a massa a través del condensador passamurs.

En trobem aplicacions típiques a tots els circuits actius de RF, amplificadors, oscil·ladors, etc., ja que és un element indispensable en el circuit de polarització.

D'altres elements més adequats per al filtratge dels camps magnètics són cilindres de ferrita foradats en el seu eix, per on s'introdueix el cable d'alimentació; el material ferromagnètic fa un bloqueig per absorció del camp magnètic i n'evita la propagació.

Sobre aquests principis bàsics podem trobar diversitat d'elements adequats per al filtratge dels camps electromagnètics en conductors, que n'eviten la propagació i la radiació, del tot indispensables en qualsevol disseny.

3.6 Equipament de mesura necessari

En aquest apartat farem esment de l'equipament de mesura disponible a l'EUPBL amb què es realitzen les experiències de laboratori. Aquest equipament és força genèric i no difereix gaire del que puguin oferir d'altres fabricants d'instrumentació EMI.

Els equips que es poden utilitzar per mesurar l'EMI generada per diversos subsistemes són els següents:

a) *Antena bicònica, ref. CHASE VBA 6106:*

És una extensió del dipol gruixut, en què l'increment del seu diàmetre suposa un augment notable de la seva amplada de banda. Té polarització lineal, amb un diagrama de radiació omnidireccional en el pla H i bidireccional en el pla E. S'utilitza habitualment per fer mesures de polarització horitzontal, però també es pot utilitzar en vertical, sempre que la seva part més baixa estigui a 1,5 m com a mínim de terra; si queda més a prop, el seu factor d'antena es pot veure modificat.

Característiques:

Bw: 30 - 300 MHz

Impedància: 50 Ω

Factor d'antena: 19,1 dB a 30 MHz; 5,8 dB a 70 MHz; 19,6 dB a 300 MHz

Connector: N femella
Llargada: 1,32 m
Diàmetre del con: 600 mm
Profunditat: 840 mm
Pes: 1,26 kg

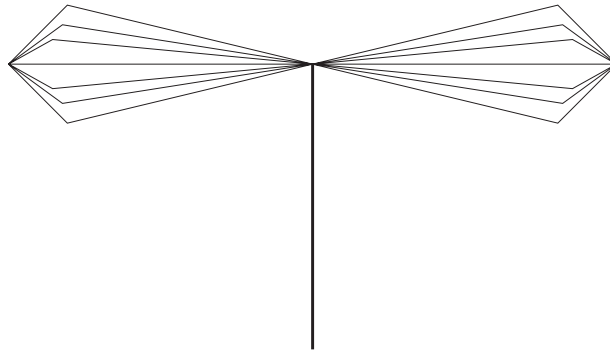


Fig. 3.3 Antena bicònica.

b) Antena logoperiòdica, ref. CHASE UPA 6108:

Consisteix en una bateria de dipols en disposició logoperiòdica, de forma que totes les seves dimensions creixen en proporció a la seva distància a l'origen, de tal manera que les longituds i separacions dels elements adjacents estan relacionades per un factor d'escala; pel que fa a l'alimentació, aquesta s'ha de realitzar alternant la fase dels elements, a fi d'assolir un màxim de radiació a l'extrem en què els dipols són més curts.

Característiques:

Bw: 300 - 1.000 MHz
Impedància: 50 Ω
Factor d'antena: 15,5 dB a 0,3 GHz; 18,5 dB a 0,5 GHz; 23 dB a 0,8 GHz; 25,5 dB a 1 GHz
Guany respecte del dipol $\lambda/2$: 4 dB
Relació davant/darrere: 15 dB
VSWR: < 2
Llargada: 900 mm
Amplada: 490 mm
Dimensió de l'element més llarg: 235 mm
Pes: 1,25 kg

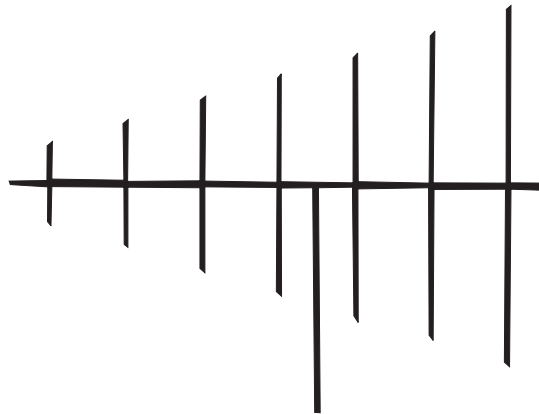


Fig. 3.4 Antena logoperiòdica.

c) *Trípode i suport per al muntatge de les antenes*

d) *Analitzador d'espectre ADVANTEST, model R3361A:*

Bw: 9 kHz - 2,6 GHz

RBW (a 3 dB): 30 Hz - 1 MHz

RBW CISPR (a 6 dB): 200 Hz, 9 kHz, 120 kHz

Correcció de factor d'antena incorporat.

Aquest analitzador cobreix àmpliament la banda d'operació de les antenes de 30 MHz a 1 GHz i incorpora, segons la norma CISPR-22, el detector de quasipic. Entre d'altres funcions permet emmagatzemar en una taula en memòria, el factor d'antena corresponent a l'antena que s'utilitzi representant directament en pantalla els valors de camp elèctric en V/m.

L'emplaçament del sistema de mesura està ben definit pel CISPR, tal com s'indica a la figura 3.4. Si bé en un centre docent pot ser difícil l'habilitació d'un espai que compleixi estrictament la normativa, s'ha de tenir en compte que l'objectiu docent del tema és ensenyar a l'estudiant els efectes de l'EMI radiada i els seus principis bàsics de mesura, i no "certificar" un determinat equip. Per aquesta raó, una aproximació a l'entorn normatiu de mesura pot ser més que suficient per a l'objectiu docent.

El procediment de mesura consisteix a seleccionar un marge de freqüències petit en què el nivell de soroll rebut, amb l'aparell objecte de prova desconnectat, estigui 6 dB per sota del valor límit establert per la norma; a continuació es connectarà l'aparell i s'observarà l'aparició o no d'interferències en aquest marge de freqüències.

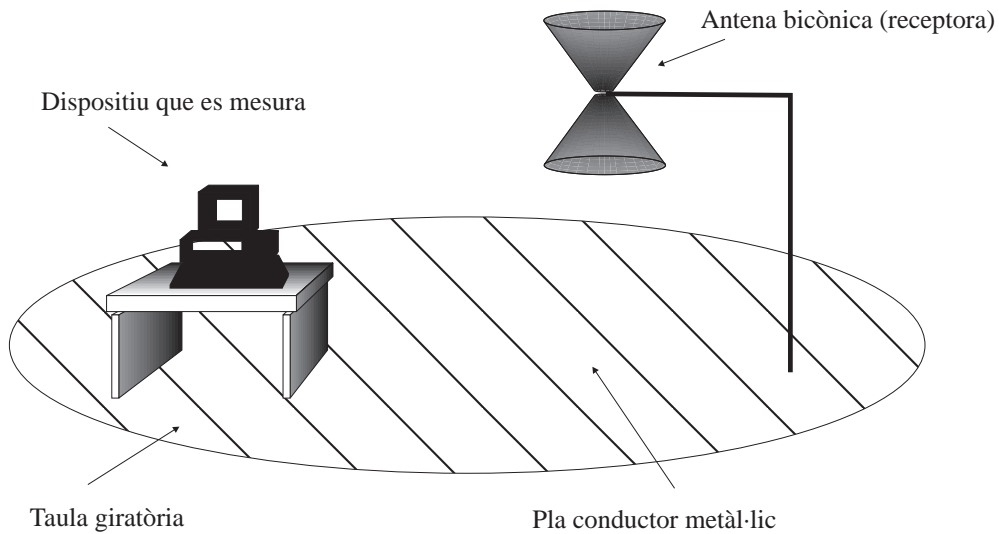


Fig. 3.5 Disposició del sistema de mesura normalitzat.

3.7 Exercicis

1. Expliqueu les diferències entre un detector de pic i un de quasipic. Quines han de ser les amplades de banda de resolució de l'analitzador per fer-ne una mesura d'acord amb la normativa?
2. Definiu el factor d'antena. Expliqueu-ho per al cas d'un dipol en $\lambda/2$ amb un factor d'antena d'1,8 a 1.200 MHz. Quina seria la lectura de camp elèctric que obtindríem en un analitzador d'espectre quan a una distància de 18 m de l'antena anterior se situés una font de radiació de 60 dB μ V/m a 1.200 MHz, si se supos que l'antena es connecta a l'analitzador mitjançant un cable de 15 m que presenta una atenuació de 13 dB/100 m?
3. Per poder homologar un ordinador tipus PC, indiqueu quins haurien de ser els requeriments quant a EMI/EMC que hauria de complir per poder ser comercialitzat a Europa.
4. Un habitatge es troba en les proximitats del radar d'un aeroport. La distància entre la casa i l'antena és de 100 m. El radar opera a 4 GHz i transmetent una potència d'1 kW mitjançant una antena de 40 dB de guany. La velocitat de rotació de l'antena és d'1 volta per minut. Un lòbul secundari de l'antena il·lumina uniformement la totalitat de la casa durant 20 s a cada volta d'antena; la potència radiada per aquest lòbul és 20 dB inferior a la del lòbul principal.

Determineu si els habitants de la casa corren el risc de sofrir algun efecte biològic nociu degut a

la radiació de l'antena.

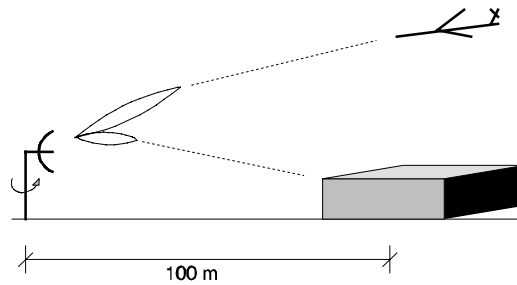


Fig. 3.6 Disposició referida a l'exercici 4.

3.8 Experiències de laboratori

Totes les mesures es realitzaran situant l'antena receptora a una distància de 3 m de l'equip objecte de prova; per tant, per poder comparar els valors mesurats, que suposarem de camp llunyà, amb els de la norma, establerts per a una distància de 10 m, haurem de traslladar-los matemàticament a aquesta nova distància aplicant el criteri ja establert. Es tracta d'esbrinar si els aparells de test compleixen o no la normativa, i especificar per a cadascun els aspectes següents:

- a) Marge de freqüències en què s'ha fet la mesura (*start*, *stop*, *span*, RBW, etc.).
- b) Nivell de soroll ambient.
- c) Distància de mesura.
- d) Valors de camp elèctric mesurats directament per l'analitzador amb la correcció del factor d'antena i utilitzant el detector de pic, i els mateixos normalitzats per a una distància de 10 m.
- e) Igual que l'apartat anterior, però per al cas d'utilitzar el detector de quasipic.

Equips per a caracteritzar:

1. *Un generador d'espurnes:* Consisteix en una bugia d'automòbil, connectada en sèrie amb la seva bobina corresponent. Mitjançant un circuit temporitzador fet amb un 555, s'aplica un tren de polsos al circuit de baixa tensió de la bobina, que provoquen l'espurna en la bugia. Mitjançant un potenciòmetre i uns interruptors és possible variar la freqüència de repetició de l'espurna.
2. *Una placa amb un microprocessador:* Consisteix en una placa de circuit imprès en la qual hi ha muntat un microcontrolador 8051 amb els seus perifèrics.
3. *Oscil·ladors a 800 MHz:* Es disposa de dos oscil·ladors de RF idèntics, a excepció del circuit de polarització; en un cas, l'alimentació externa de 15 V s'introdueix directament amb cables dins de la caixa, mentre que en l'altre cas s'utilitza un condensador passamurs, ambdós amb la seva sortida connectada a una càrrega de 50 Ω .

3.8.1 Finalitat del detector de quasipic

- Amb l'antena bicònica, explorar el marge de 30 MHz a 300 MHz utilitzant com a equip interferent el generador d'espurnes. Amb el detector de pic, mesurar els nivells de camp elèctric rebut, en variar la freqüència de repetició de l'espurna.

Nota: Les seqüències de mesura que s'indiquen corresponen a les de l'analitzador Advantest R3361A.

*Seccioneu la mesura d'intensitat de camp elèctric. Premeu les tecles **SHIFT** i **EMC**; feu **FIELD STR** i **CORR ON/OFF**, i immediatament les mesures en pantalla apareixen en unitats dB μ V/m corregides pel factor d'antena i que inclou també la longitud del cable de connexió.*

*(Us podeu servir de la funció **MAX HOLD** que memoritza en pantalla el valor màxim de cada escombratge, s'activa en prémer la tecla corresponent al canal A.)*

- Per visualitzar d'una manera senzilla la molèstia de la interferència en funció de la seva periodicitat es pot connectar un receptor de TV amb el cable d'antena situat a les proximitats de la bugia.
- Seleccionar tres marges de freqüències d'amplada 1 MHz, situats a la part inferior, mitjana i superior de la banda, que compleixin la normativa en quant a soroll d'ambient del CISPR, i refer les mesures amb el detector de pic.
- A continuació, seleccionar el detector de quasipic i repetir les mesures en els mateixos tres marges de freqüències, en funció de la cadència de l'espurna: lenta, ràpida i molt ràpida.

*Només quan es realitzin les mesures amb detector de quasipic (QP), s'ha de seleccionar un temps d'escombratge d'1 s per a cada 100 kHz de span. Per fer-ho, cal prémer la tecla **COUPLE** i en pantalla apareixerà el menú en què es troba la de **SWP** corresponent al temps d'escombratge.*

*Per activar la detecció QP s'ha de fer la seqüència següent: prémer **SHIFT** i **EMC**, a continuació **QP**, **QP ON**, i **QP BW AUTO**, i automàticament quedarà seleccionada l'amplada de banda de resolució en funció de l'span d'acord amb les normes CISPR.*

- Comparar els resultats obtinguts amb els dos detectors, amb l'apreciació subjectiva de molèstia visual experimentada en el receptor de TV.
- Rotar la polarització de l'antena per tal d'obtenir el valor màxim de radiació en cadascun dels tres marges de freqüències anteriors utilitzant el detector de quasipic.

*Per desactivar la funció QP, prémer **SHIFT EMC**, **QP**, **QP OFF**. Per fer-ho amb el factor d'antena, prémer **SHIFT EMC**, **FIELD STR**, **CORRECT ON/OFF**.*

3.8.2 Mesura de l'EMI generada pel circuit microprocessador

- Amb l'antena bicònica, i primer amb el detector de pic, alimentar la placa del μP i explorar l'espectre per tal de trobar un marge de freqüències en què s'aprecii la interferència provocada per la placa. Un bon suggeriment és començar buscant la freqüència de rellotge del microprocessador o algun dels seus harmònics.
- Rotar l'antena (polarització) i moure la placa per tal de trobar el valor màxim de radiació interferent; també es pot modificar l'alçada de l'antena. Reduir l'span al voltant d'1 MHz centrat en aquest marge.
- Desconnectar la placa; activar el detector QP i comprovar que el soroll d'ambient compleix la norma del CISPR i en cas contrari, seleccionar un altre marge que la compleixi.
- Connectar de nou la placa i fer la mesura. Determinar si compleix o no la norma.

3.8.3 Mesura de l'EMI generada per un oscil·lador de radiofreqüència

- Ara se substitueix l'antena bicònica per la logoperiòdica. Per activar el seu factor d'antena, en primer lloc desactivem el de la bicònica prement **SHIFT EMC**, **FIELD STR**, **CORRECT ON/OFF** i, a continuació, premerem les tecles següents: **SHIFT EMC**, **FIELD STR**, **ANTENNA**, **LOG PER**.

Per desactivar-lo, cal prémer: **SHIFT EMC, FIELD STR, ANTENNA i ANTENNA OFF.**

- **Nota important:** L'oscil·lador ha de tenir sempre posada una càrrega de 50 Ω a la seva sortida.
- A diferència dels dos casos anteriors, en que l'EMI generada tenia un espectre dispers, ara la interferència electromagnètica provocada per l'oscil·lador està molt ben definida i es deu exclusivament a un problema de blindatge del circuit, i estarà localitzada a la freqüència d'oscil·lació.
- Seleccionem, doncs, un *span* petit centrat al voltant de la freqüència d'oscil·lació i comprovem de nou que el soroll d'ambient compleix la norma. Activant el detector de QP farem la mesura, rotant també la polarització de l'antena a fi de trobar el punt de radiació màxima.
- Les mesures les farem primer amb la tapa treta i després amb la tapa posada, però sempre amb la càrrega connectada, comparant els resultats obtinguts pels dos oscil·ladors.
- Notarem la presència d'un condensador passamurs en la connexió de la tensió d'alimentació de l'oscil·lador i el compararem amb un altre circuit oscil·lador idèntic que no el tingui posat. N'extraurem les conclusions corresponents.

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'esmorteïxi 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

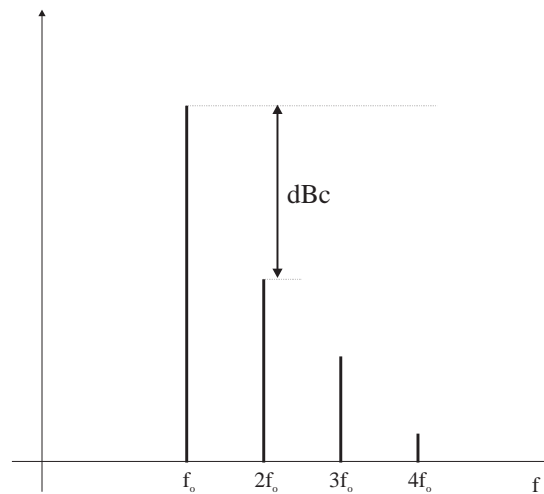


Fig. 4.1 Mesura de la potència dels harmònics respecte al fonamental.

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.

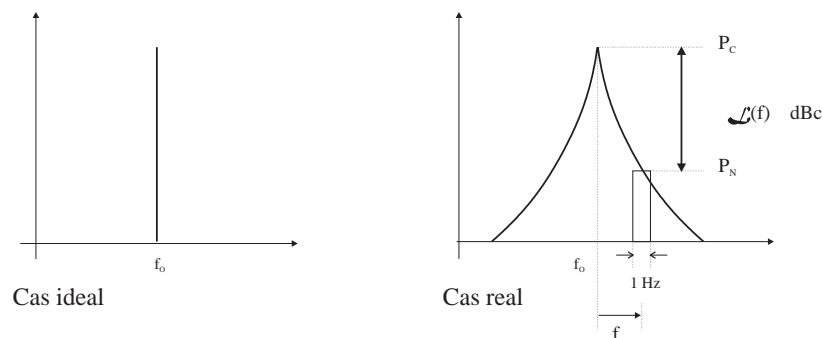


Fig. 4.2 Soroll de fase d'un oscil·lador: definicions.

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

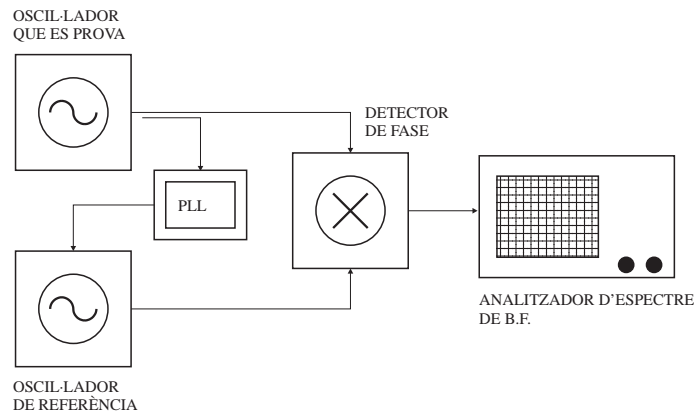


Fig. 4.3 Esquema simplificat d'un sistema de mesura de soroll de fase.

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.

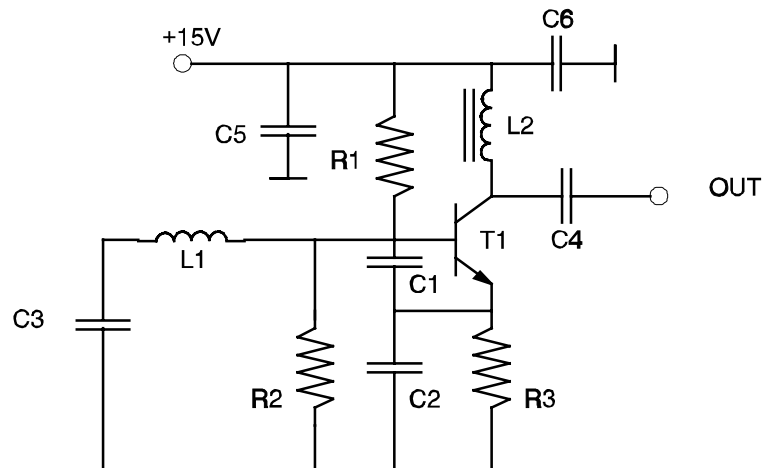


Fig. 4.4 T1=BF495, R1=15 K, R2=10 K, R3=4K7, L2=820 μ H,
C4=100 nF, C5=100 μ F/25 V, C6=100 nF.

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.

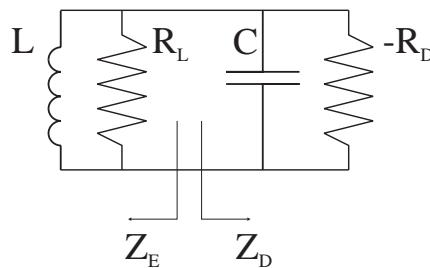


Fig. 4.5 Circuit equivalent d'un oscil·lador.

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

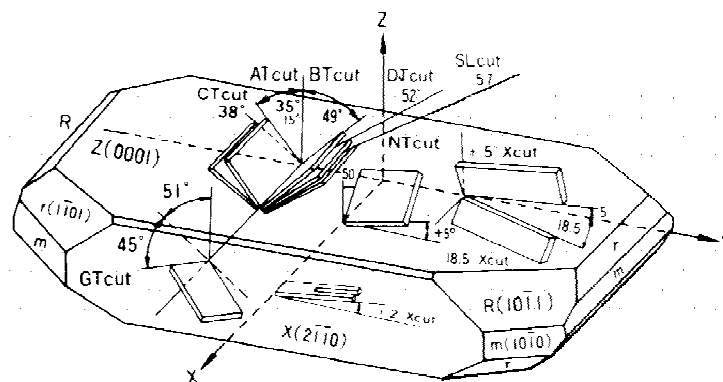


Fig. 4.6 Orientació dels eixos i angles de tall sobre una oblia de quars.

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.

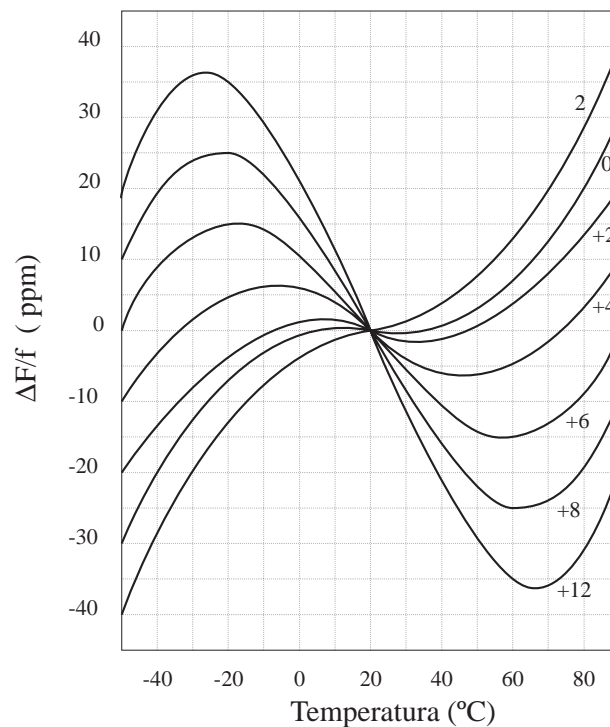


Fig. 4.7 Estabilitat en freqüència en funció de la temperatura per cristalls DT, SL, NT, XY, BT i CT.

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.

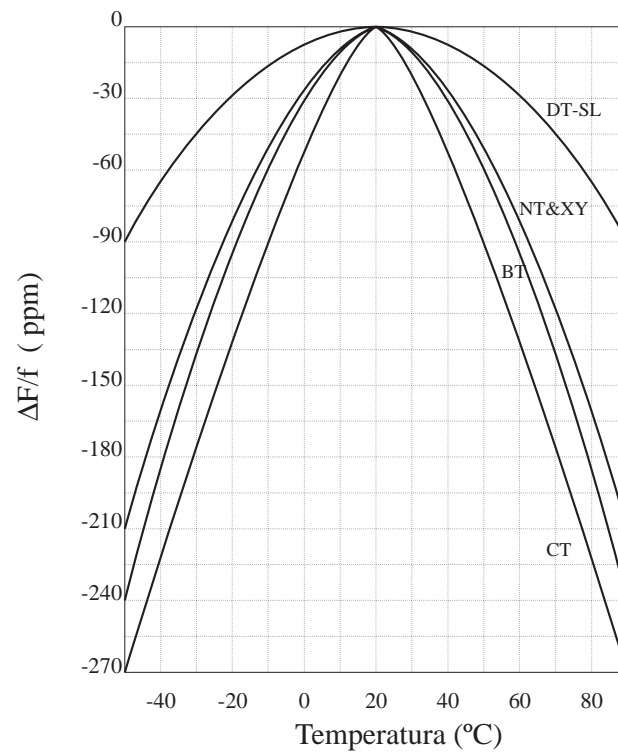


Fig. 4.8 Estabilitat en freqüència en funció de la temperatura per un cristall AT.

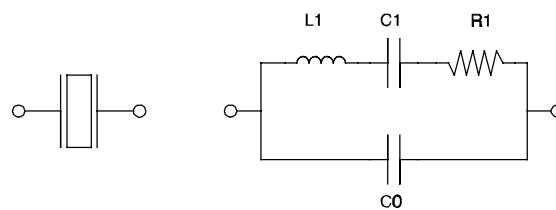


Fig. 4.9 Símbol i circuit equivalent d'un cristall de quars.

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.

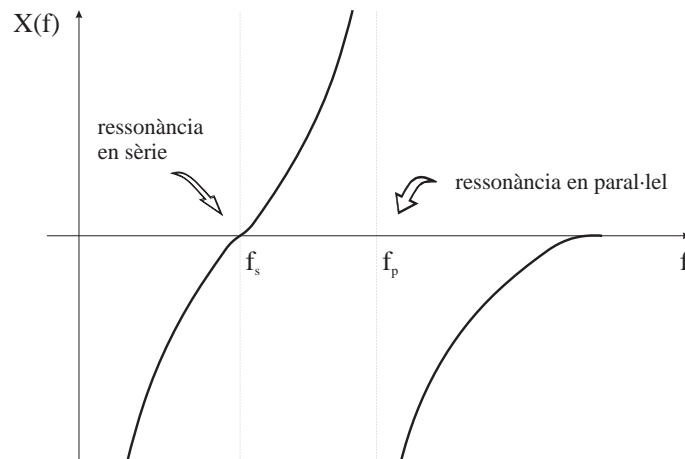


Fig. 4.10 Gràfic de la reactància d'un cristall de quars.

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

$$Q = \frac{2\pi f_{s\grave{e}rie} L_1}{R_1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1 f_{s\grave{e}rie}} \quad (4.10)$$

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 $+70^\circ\text{C}$).

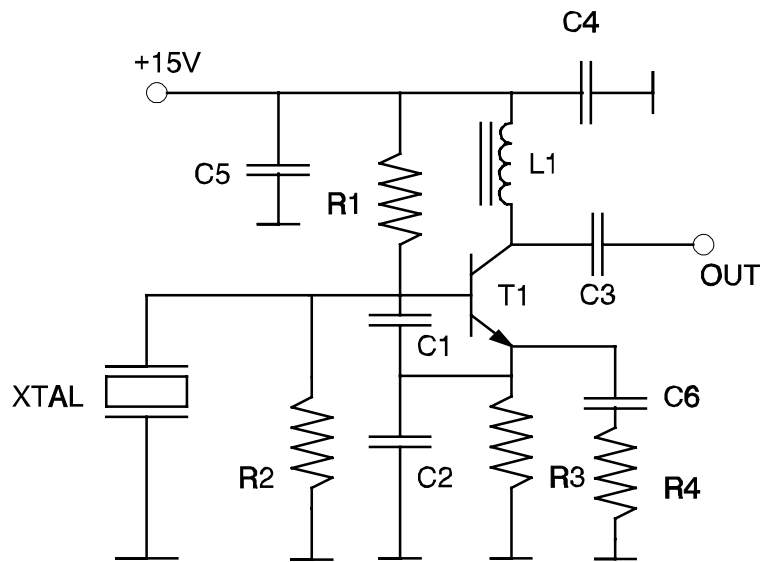


Fig. 4.11 $T1=BF495$, $R1=15\text{ K}$, $R2=10\text{ K}$, $R3=4\text{K}7$, $R4=150\ \Omega$, $XTAL=27\text{ MHz}$, $L1=820\ \mu\text{H}$, $C3=C4=100\text{ nF}$, $C5=100\ \mu\text{F}/25\text{ V}$, $C1=C2=64\text{ pF}$, $C6=1\text{ nF}$.

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*).

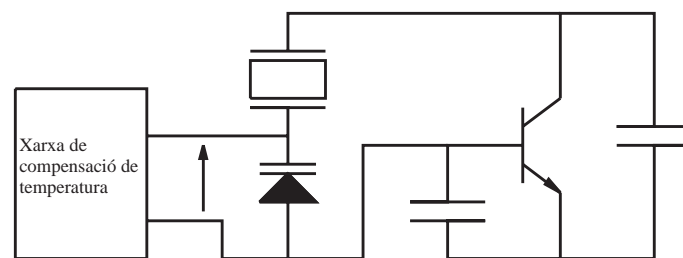


Fig. 4.12 Oscil·lador de tipus TCXO.

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.

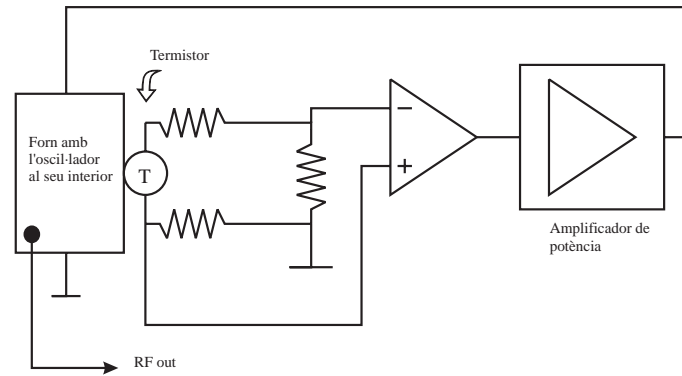


Fig. 4.13 Esquema d'un OCXO.

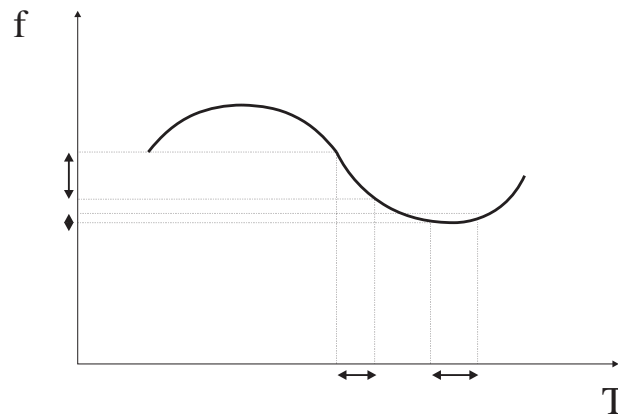


Fig. 4.14 Variació de la freqüència en funció de la temperatura per un cristall.

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

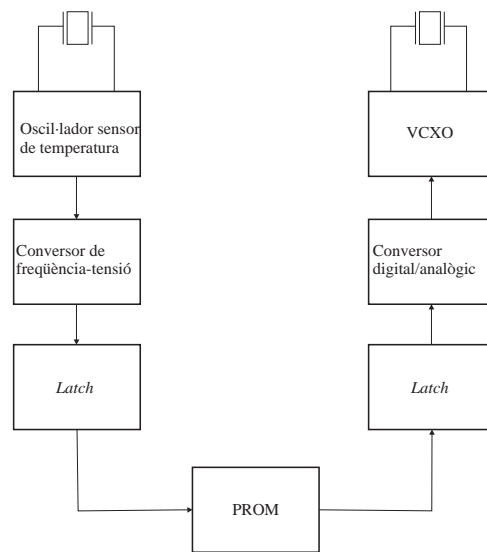


Fig. 4.15 Esquema de blocs d'un oscil·lador DCTXO.

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 DCTXO (*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

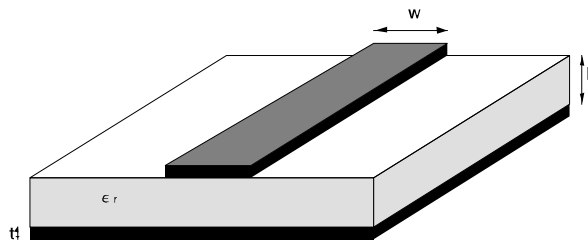


Fig. 4.16 Línia de transmissió *microstrip*.

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).

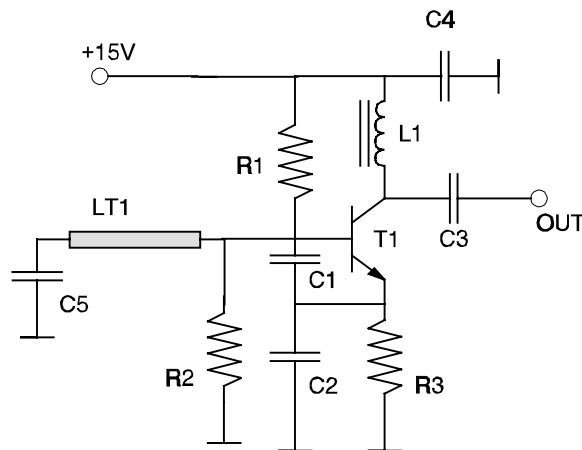


Fig. 4.17 $T1=BFR90A$, $R1=10K$, $R2=12K$, $R3=300\Omega$, $L1=2,2\mu H$, $C1=4p7$, $C2=3p3$, $C3=C4=10nF$, $C5=1nF$, $V_{cc}=+15$ V, $LT1$: microstrip, llargada:10mm, amplada:1mm, $Z_o=80\Omega$, $\epsilon_{eff}=3,4$.

* 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.

freqüències 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.

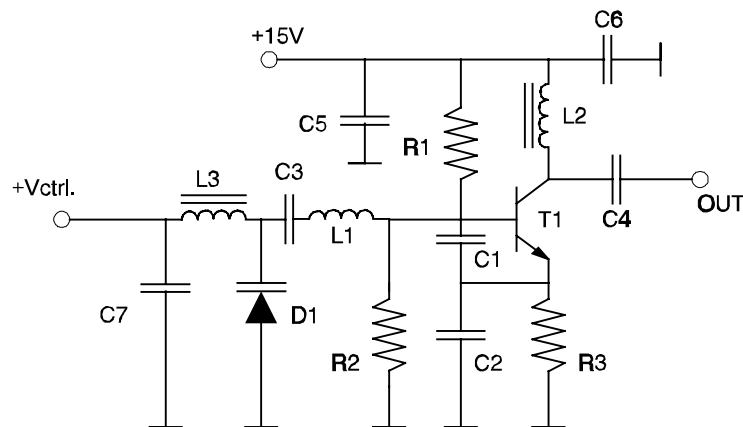


Fig. 4.19 $T1=BF495$, $D1=BB204$, $R1=15K$, $R2=10K$, $R3=4K7$,
 $L2=820\mu H$, $L3=820\mu H$, $C3=C4=C6=C7=100nF$, $C5=100\mu F/25V$,
 $Vctrl=0..+30V$

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.

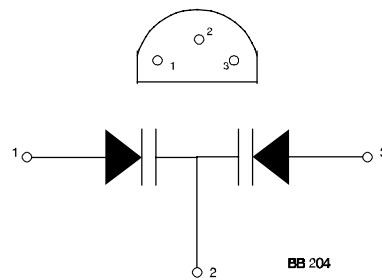


Fig. 4.20 Esquema de connexions del díode BB204.

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 quars 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

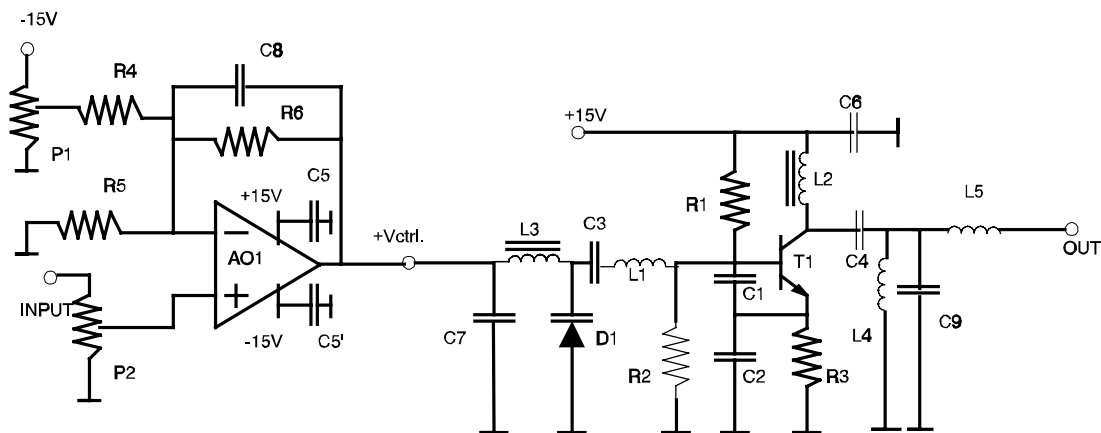


Fig. 4.21 $T1=2N2222$; $D1=BB204$; $R5=4K7$; $R1,R4,R6=10K$; $R2=12K$; $R3=390\Omega$; $L1=133nH$; $L2=820\mu H$; $L3=180\mu H$; $L4=20nH$; $L5=69.7nH$; $C1,C2=68pF$; $C3=10nF$; $C4=39pF$; $C5a,C5b,C6=68nF$; $C7=10nF$; $C8=1nF$; $C9=100pF$; $AO1=TL081$; $P1=P2=5K$.

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 dona 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

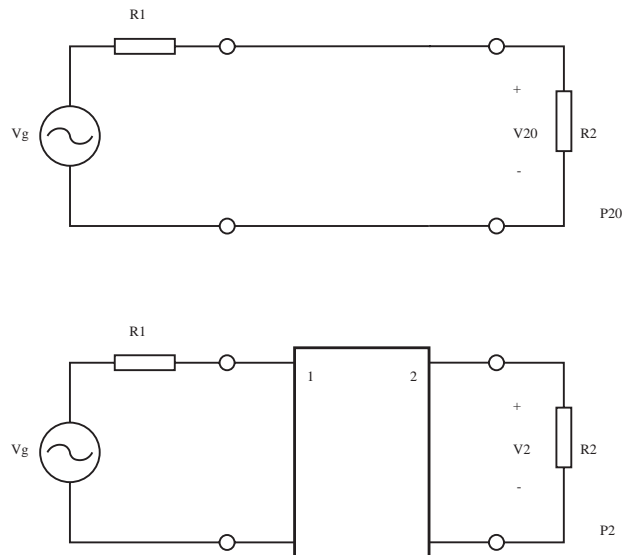


Fig. 5.1 Pèrdues d'inserció d'un biport.

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

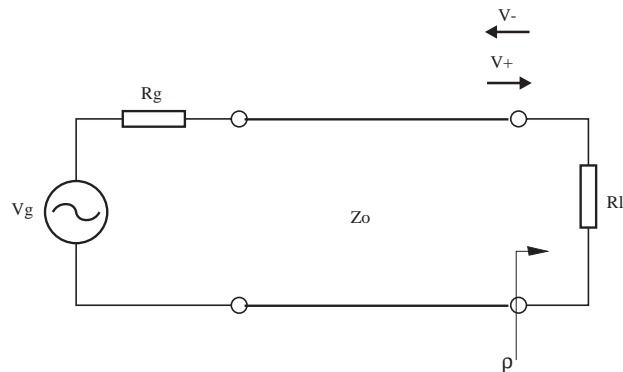


Fig. 5.2 Mesura de les pèrdues de retorn d'un quadripol.

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

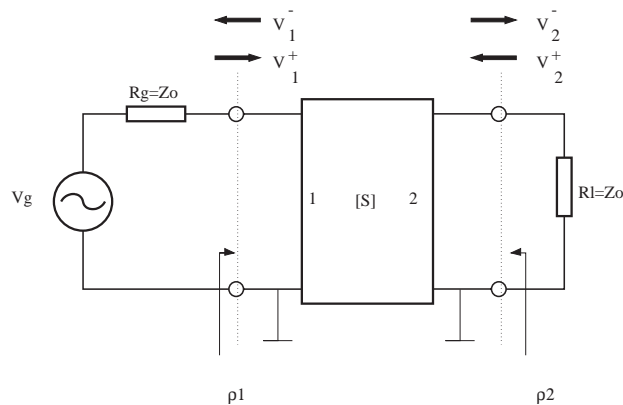


Fig. 5.3 Definició dels paràmetres S d'un biport.

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).

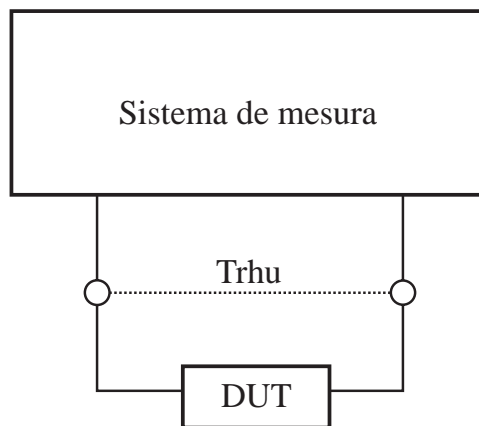


Fig. 5.4 Calibratge en transmissió mitjançant un thru.

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 ($|\rho|=1$).

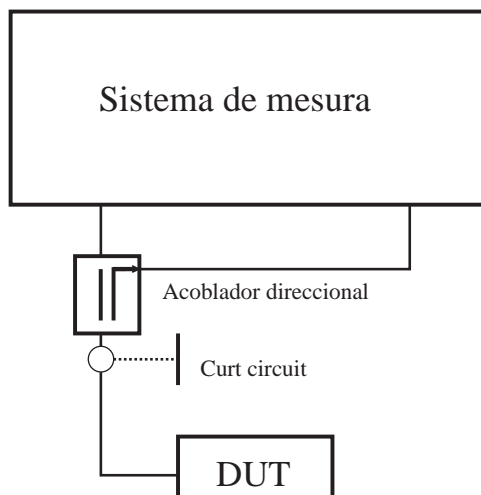


Fig. 5.5 Calibratge en reflexió mitjançant un curt circuit.

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.

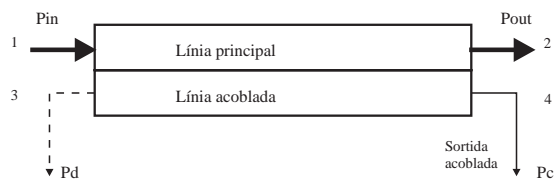


Fig. 5.6 Esquema simplificat d'un acoblador direccional.

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.

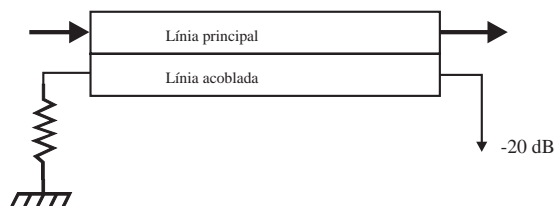


Fig. 5.7 Esquema simplificat d'utilització d'un acoblador direccional.

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.

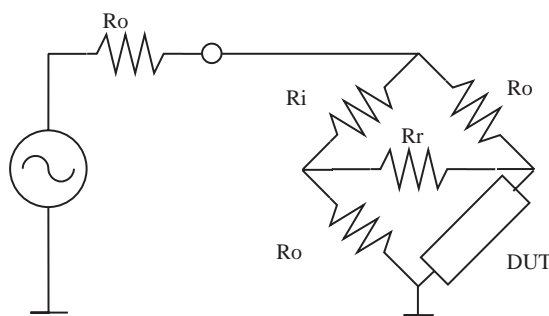


Fig. 5.8 Pont reflectomètric (de Wheastone).

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.

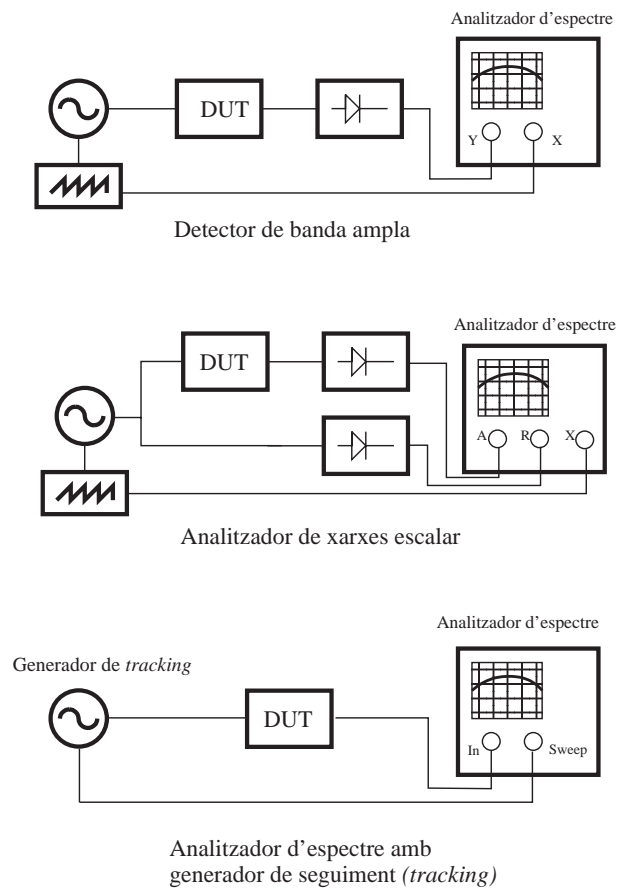


Fig. 5.9 Sistemes escalars de mesura de la resposta de dispositius de RF.

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.

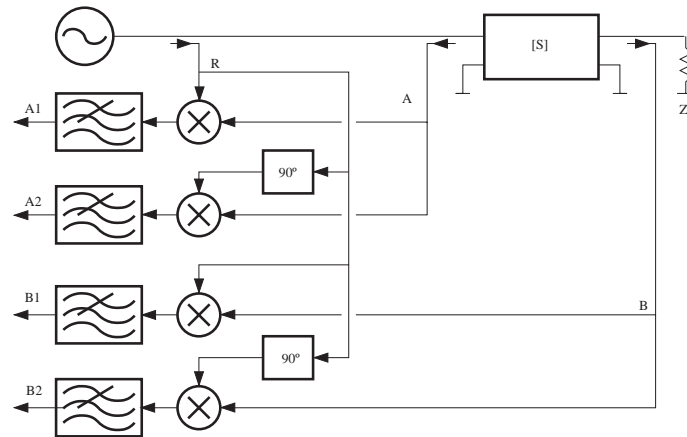


Fig. 5.10 Esquema de blocs simplificat d'un analitzador de xarxes vectorial.

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

$$\begin{aligned}
 R(t) &= R \cos \omega_0 t \\
 A(t) &= A \cos(\omega_0 t + \phi_a) \\
 A_1(t) &= A(t)R(t) = \frac{AR}{2} [\cos \phi_a + \cos(2\omega_0 t + \phi_a)] \\
 A_2(t) &= -A(t)R \sin \omega_0 t = \frac{AR}{2} [\sin(\phi_a) - \sin(2\omega_0 t + \phi_a)]
 \end{aligned} \tag{5.25}$$

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

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*.

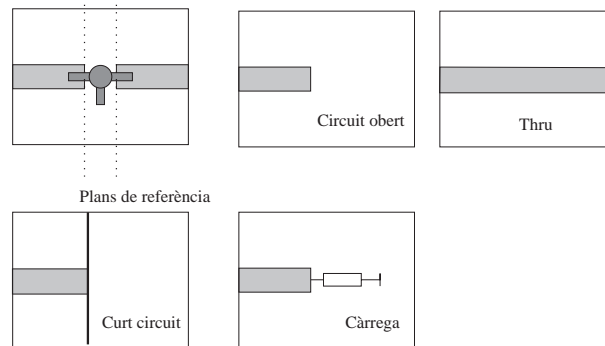


Fig. 5.11 Kit de calibratge en microstrip

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'anàlitzador, 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

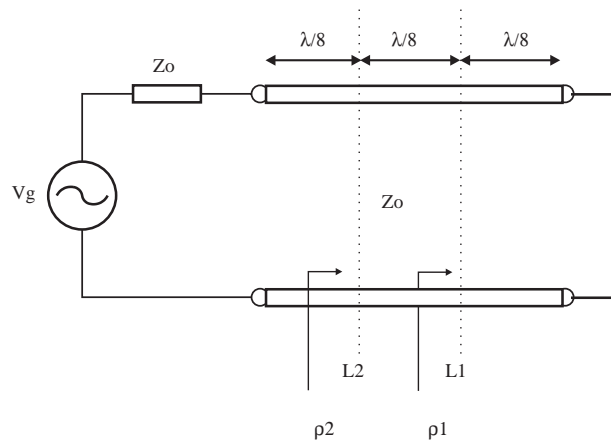


Fig. 5.12

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 adaptin 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.

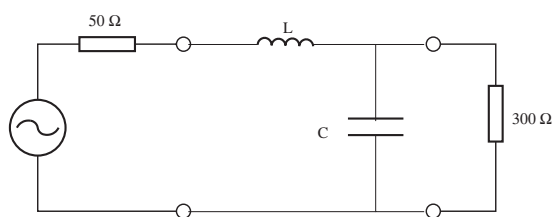


Fig. 5.13

- 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

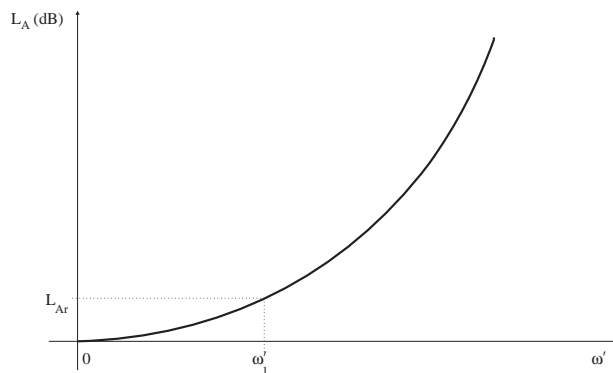


Fig. 6.1 Gràfic de l'atenuació en dB d'un filtre amb característica de Butterworth en funció de la freqüència.

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

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

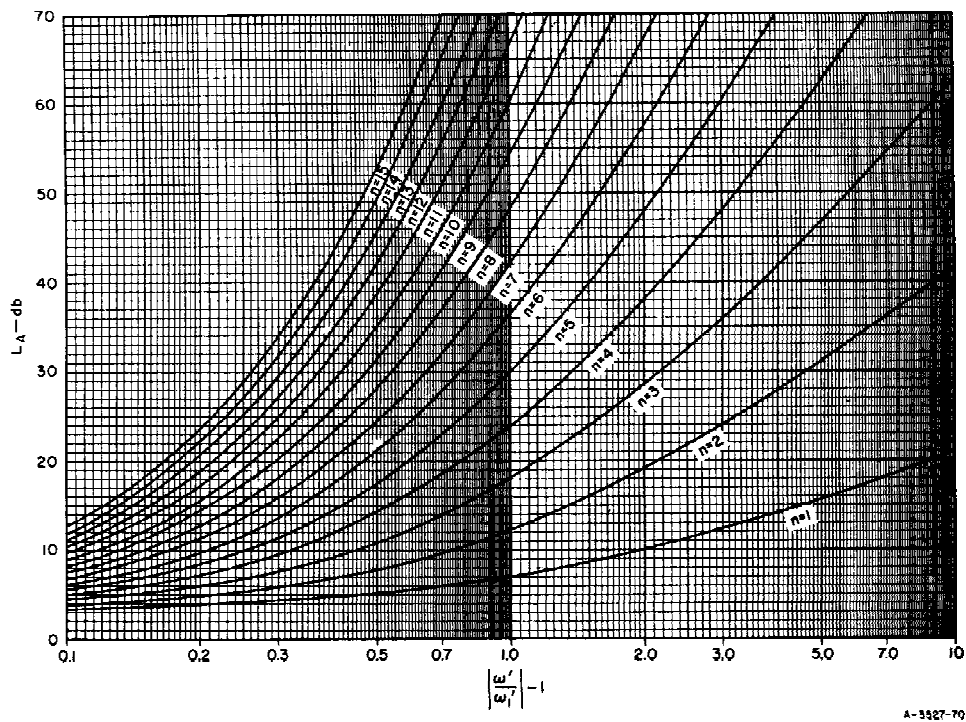


Fig. 6.2 Característiques d'atenuació de filtres de Butterwooth per a diferents ordres, i per ω_1 , definida a 3 dB [8].

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:

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

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

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

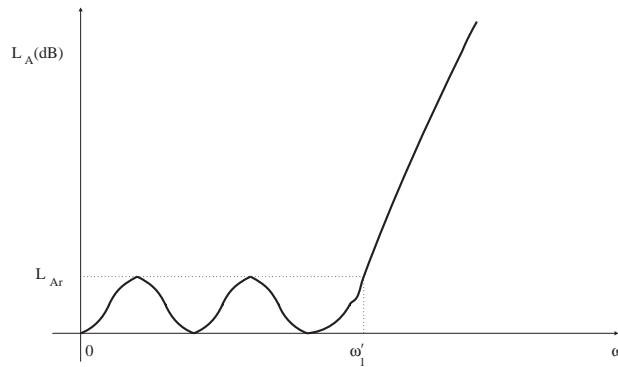
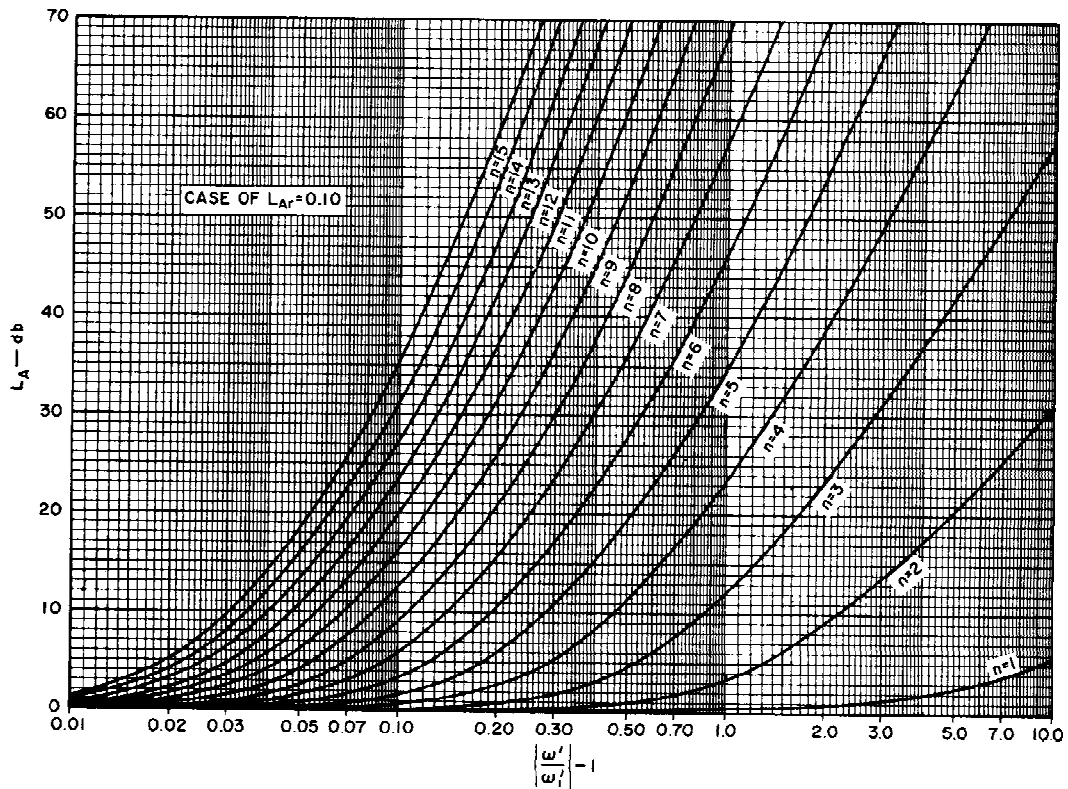


Fig. 6.3 Gràfic de l'atenuació en dB d'un filtre amb característica de Chebyshev en funció de la freqüència.

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

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



A 3527-T2

Fig. 6.4 Característiques d'atenuació de filtres de Chebyshev en arrissat 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 arrissat 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.

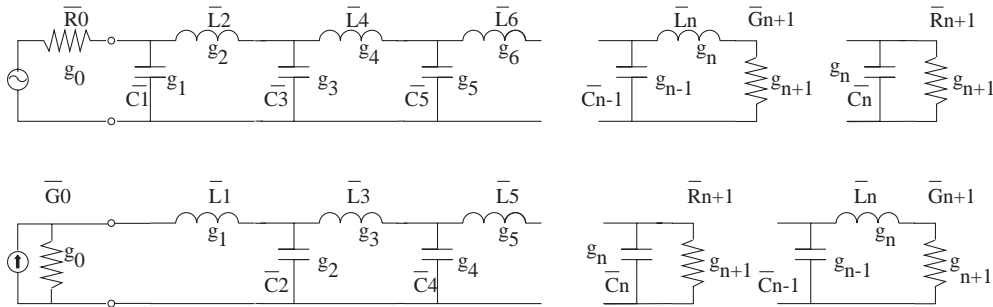


Fig. 6.5 Definició dels prototipus de pas baix.

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*

$$\begin{aligned} L_{Ar} &= 3 \text{ dB} ; & \omega'_1 &= 1 ; & g_0 &= 1 \\ g_k &= 2 \sin \left[\frac{2(k-1)\pi}{2n} \right], & k &= 1, \dots, n & (6.9) \\ g_{n-1} &= 1 \end{aligned}$$

b) Chebyshev

$$\begin{aligned} \omega'_1 = 1 ; \quad \beta &= \ln \left[\coth \left(\frac{L_{Ar}}{17.37} \right) \right] ; & a_k &= \sin \left(\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right), \quad k=1,2,\dots,n ; \\ \gamma &= \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right) ; & b_k &= \gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{k\pi}{n} \right), \quad k=1,2,\dots,n ; \end{aligned} \quad (6.10)$$

$$g_o = 1 ; \quad g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} ; \quad g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}}, \quad k=2,3,\dots,n ;$$

$$g_{n-1} = 1, \quad \text{per a } n \text{ imparell} ; \quad g_{n-1} = \coth^2 \left(\frac{\beta}{4} \right), \quad \text{per a } n \text{ parell}$$

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

$$Z_a = \frac{Z_o^2}{Z_b} = \frac{K^2}{Z_b} \quad (6.11)$$

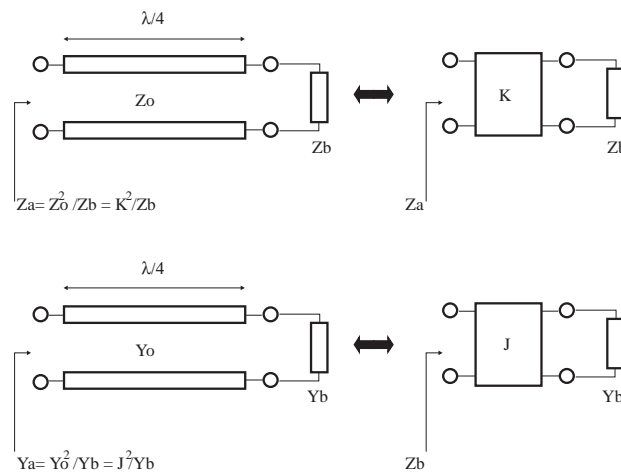


Fig. 6.6 Inversors d'impedància i d'admitància utilitzant línies de transmissió.

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.

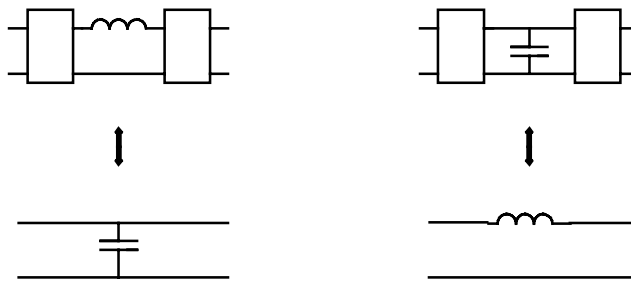


Fig. 6.7 Equivalències de circuits utilitzant inversors d'impedància/admitància.

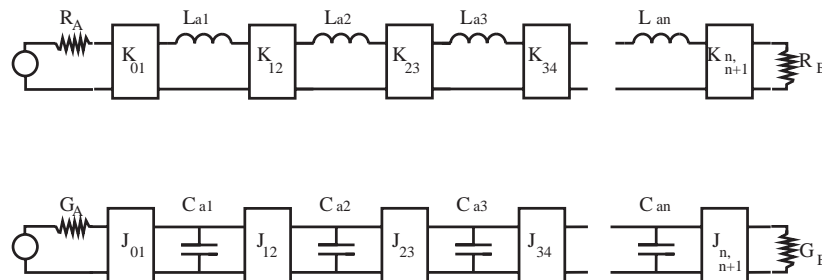


Fig. 6.8 Prototipus de pas baix amb inversors d'impedància/admitància.

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.

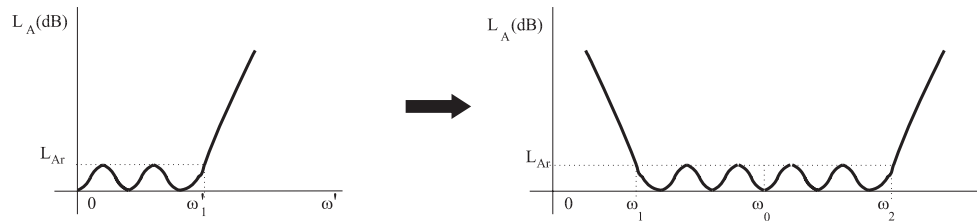


Fig. 6.9 Transformació de freqüències: pas baix -> pas banda.

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

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

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

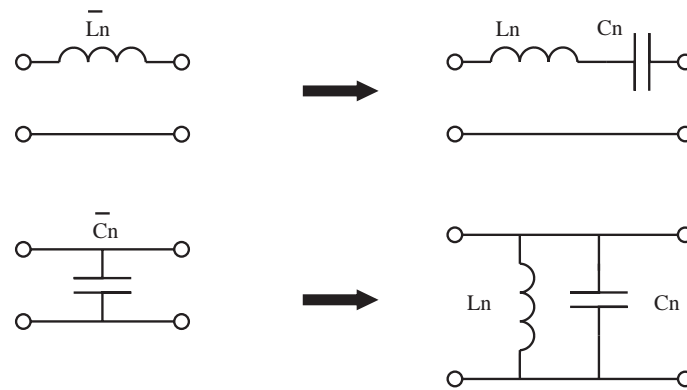


Fig. 6.10 Transformació de pas baix/pas banda. Desdoblament dels elements del prototipus.

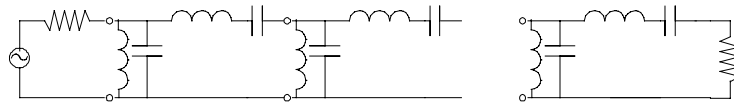


Fig. 6.11 Prototipus de pas banda.

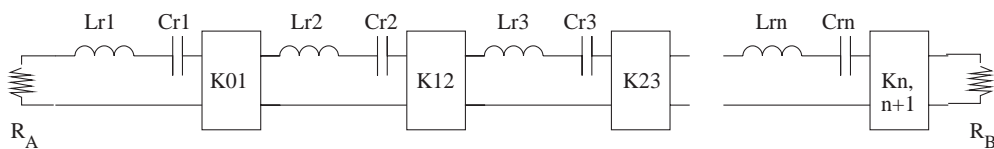


Fig. 6.12 Prototipus de pas banda amb inversors d'impedància.

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

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.

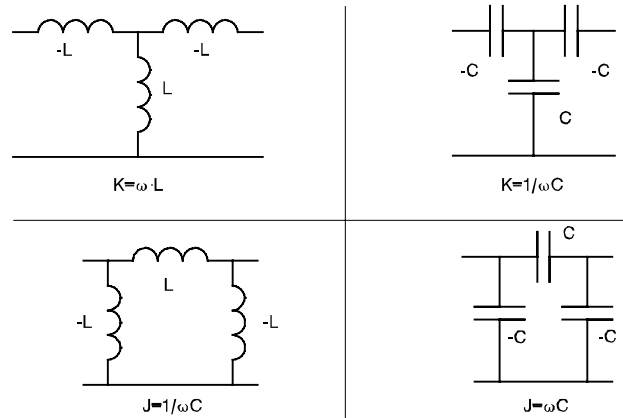


Fig. 6.13 Realització dels inversors d'impedància amb elements concentrats.

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.

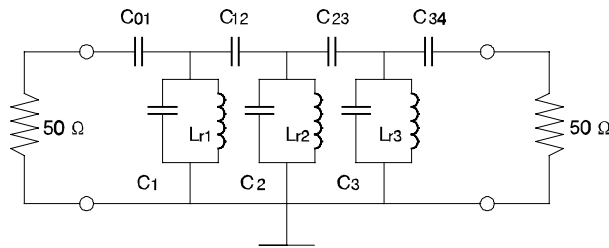


Fig. 6.14 Estructura del filtre de pas banda realitzable.

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 usuals 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.

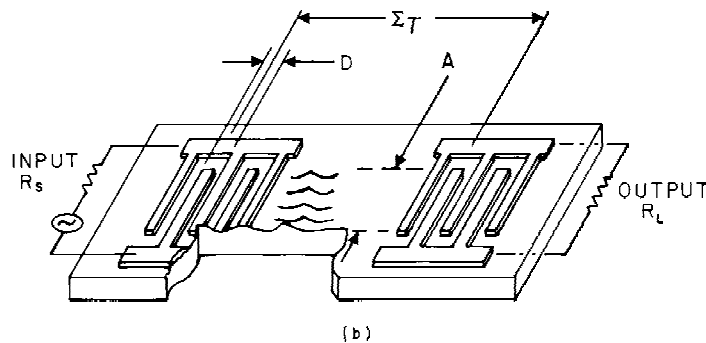


Fig. 6.15 Representació esquemàtica del funcionament d'un filtre SAW.

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.

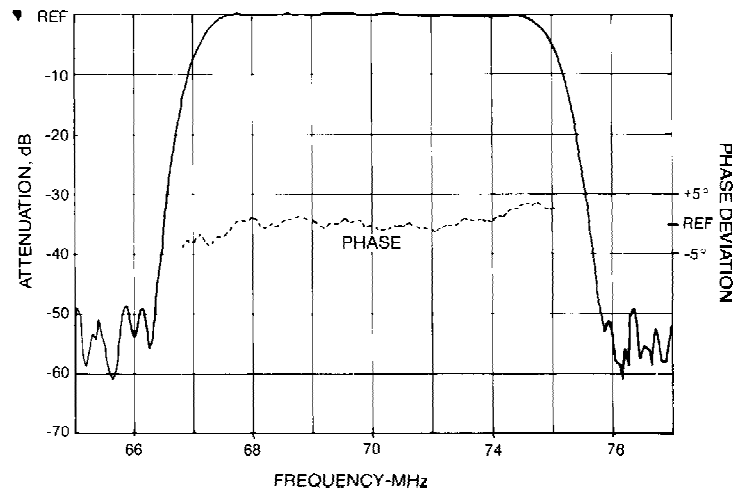


Fig. 6.16 Característiques del filtre SAW BP-70-10,000-1.50-176 d'Andersen Laboratories.

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.

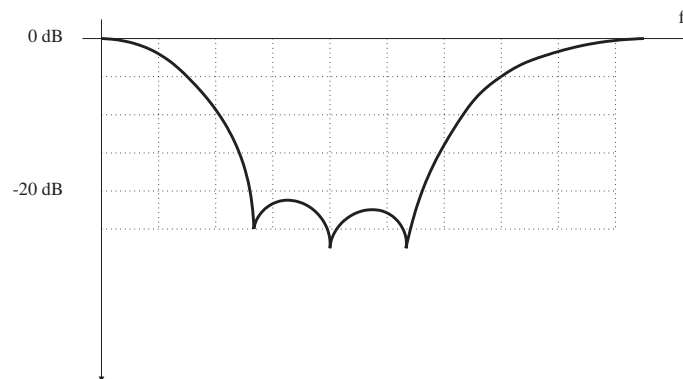


Fig. 6.17 Pèrdues de retorn d'un filtre de Chebyshev de 3r. ordre.

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 diskon. 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.

7 Amplificadors lineals de radiofreqüència

7.1 Objectiu

L'objectiu del tema és realitzar la caracterització d'amplificadors lineals de RF. En primer lloc, es descriu el procediment de disseny d'amplificadors de banda estreta i la utilització de realimentació per obtenir amplades de banda de diverses octaves, a partir dels paràmetres S de transistors. Amb els amplificadors dissenyats es descriu el procés de mesura del guany, el punt de compressió, la distorsió harmònica, la distorsió d'intermodulació i el punt d'intercepció, com també la mesura del seu factor de soroll.

7.2 Caracterització de transistors

El disseny d'amplificadors lineals de RF i microones es basa en la utilització de transistors, bipolars o unipolars com a elements actius. Fins a freqüències del voltant de 6 GHz es pot disposar de transistors bipolars de silici o germani, mentre que a freqüències més elevades només és possible utilitzar transistors unipolars MESFET d'arsenur de gal·li (AsGa), perquè són dispositius que presenten capacitats d'unió molt petites.

De forma general, podem dir que el guany dels transistors decreix amb la freqüència de l'ordre de 6 dB/octava. Els criteris de selecció d'un determinat transistor dependran del tipus d'aplicació, i es realitzaran sobre la base del seu guany en funció de la freqüència, el punt de compressió i el factor de soroll.

Com veurem, les expressions de disseny d'amplificadors lineals requereixen els paràmetres S que caracteritzen el dispositiu actiu, de manera que es fa necessari caracteritzar-los correctament ja sigui per mitjà de la mesura directa amb l'anàlitzador de xarxes vectorial, seguint el procediment descrit al capítol 5, o bé utilitzant els valors de catàleg subministrats pel fabricant.

En alguns casos, el fabricant pot especificar els paràmetres Z o Y del transistor en comptes dels paràmetres S; en tot cas la descripció del component és unívoca i és possible el canvi de paràmetres

a partir de les expressions que s'indiquen a continuació per a una impedància de referència de valor Z_o . El pas de paràmetres Z a paràmetres S es realitza a partir de

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{(Z_{11} - Z_o)(Z_{22} + Z_o) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_o)(Z_{22} + Z_o) - Z_{12}Z_{21}} \\
 S_{12} &= \frac{2Z_{12}Z_o}{(Z_{11} + Z_o)(Z_{22} + Z_o) - Z_{12}Z_{21}} \\
 S_{21} &= \frac{2Z_{21}Z_o}{(Z_{11} + Z_o)(Z_{22} + Z_o) - Z_{12}Z_{21}} \\
 S_{22} &= \frac{(Z_{11} + Z_o)(Z_{22} - Z_o) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_o)(Z_{22} + Z_o) - Z_{12}Z_{21}}
 \end{aligned} \tag{7.1}$$

de manera inversa, el pas de paràmetres S a Z s'obté a partir de

$$\begin{aligned}
 Z_{11} &= Z_o \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \\
 Z_{12} &= Z_o \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \\
 Z_{21} &= Z_o \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \\
 Z_{22} &= Z_o \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}
 \end{aligned} \tag{7.2}$$

El pas de paràmetres Y a paràmetres S es realitza a partir de

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{(Y_o - Y_{11})(Y_o + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_{11} + Y_o)(Y_{22} + Y_o) - Y_{12}Y_{21}} \\
 S_{12} &= \frac{-2Y_{12}Y_o}{(Y_{11} + Y_o)(Y_{22} + Y_o) - Y_{12}Y_{21}} \\
 S_{21} &= \frac{-2Y_{21}Y_o}{(Y_{11} + Y_o)(Y_{22} + Y_o) - Y_{12}Y_{21}} \\
 S_{22} &= \frac{(Y_o + Y_{11})(Y_o - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_{11} + Y_o)(Y_{22} + Y_o) - Y_{12}Y_{21}}
 \end{aligned} \tag{7.3}$$

i finalment el pas invers de S a Y es realitza a partir de

$$\begin{aligned}
 Y_{11} &= Y_o \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \\
 Y_{12} &= Y_o \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \\
 Y_{21} &= Y_o \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \\
 Y_{22} &= Y_o \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}
 \end{aligned} \tag{7.4}$$

Ja sigui per mesura directa o bé a partir de les fórmules de conversió anteriors, un cop obtinguts els paràmetres S del transistor es pot procedir al disseny de l'amplificador.

7.3 Estabilitat de l'element actiu

En el disseny d'amplificadors lineals és necessari que el transistor o element actiu presenti un comportament estable en el marge de freqüències de disseny. Per comportament estable s'entén que quan es connecta entre dues càrregues, no existeix cap mena de senyal a la seva sortida quan a l'entrada no se n'hi connecta cap, és equivalent que els pols de la seva funció de transferència estiguin en el semiplà esquerre.

Serà *incondicionalment estable* si això succeeix per a qualsevol valor de les impedàncies —*complexes amb part real positiva*— de càrrega i de generador.

Serà *condicionalment estable* si això només succeeix per a uns determinats valors d'aquestes impedàncies.

Per conèixer l'estabilitat d'un dispositiu existeixen diversos mètodes; un dels més simples és el de Linvill, que consisteix a avaluar el paràmetre K definit com

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \tag{7.5}$$

essent Δ el determinant de la matriu S, de valor

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (7.6)$$

en el cas que $K > 1$ llavors el sistema és *incondicionalment estable*; en qualsevol altre cas, no ho és.

En la majoria dels casos és habitual que el transistor sigui incondicionalment estable i es pugui procedir directament al disseny de l'amplificador; ara bé també pot succeir que no ho sigui; en aquest cas, tenim dues opcions: una d'elles és procedir amb el disseny de les xarxes d'adaptació d'entrada i sortida, i un cop dissenyades calcular de nou el factor K del global de l'amplificador, utilitzant els paràmetres S del conjunt; l'altre és procedir a estabilitzar el transistor i afegir-hi algun element resistiu.

Aquest procediment consisteix a reduir el guany del transistor fins assolir la seva estabilitat, afegint en paral·lel amb el seu col·lector o drenador una resistència; també ho podem fer afegint la resistència a la base o porta del transistor, però en aquest cas s'ha de tenir en compte que el factor de soroll de l'amplificador es degradarà (Fig. 7.1). Un cop estabilitzat el transistor ja es pot procedir al disseny de les xarxes d'adaptació.

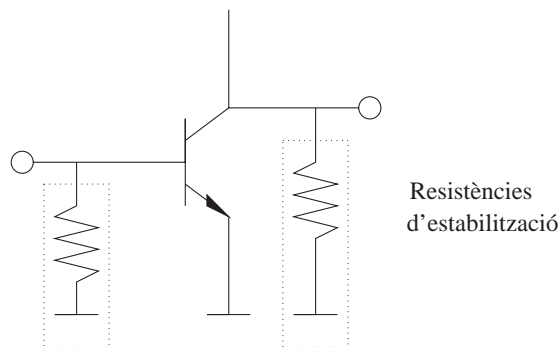


Fig. 7.1 Estabilització resistiva de transistors

7.4 Disseny d'amplificadors de radiofreqüència de banda estreta

El disseny d'amplificadors en banda estreta consisteix en la inserció de dues xarxes d'adaptació entre el generador i el transistor i entre aquest i la càrrega, tal com s'indica a la figura 7.2. El guany màxim

s'obindrà quan es produeixi adaptació simultània d'impedàncies entre l'entrada i la sortida, essent però condició necessària l'estabilitat del transistor.

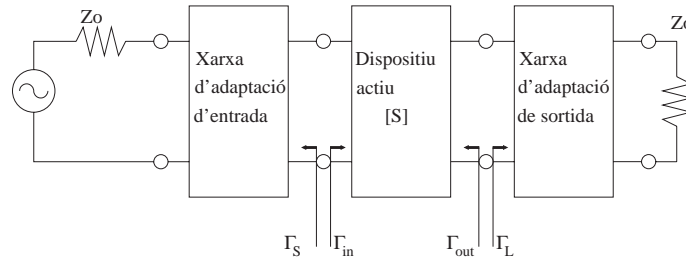


Fig. 7.2 Model lineal d'un amplificador.

Un cop estabilitzat el transistor, es tracta de sintetitzar les xarxes d'adaptació d'entrada i sortida de l'amplificador de la figura 7.2 a partir dels coeficients de reflexió Γ_S i Γ_L , respectivament.

El guany de transferència de potència G_T , definit com la relació entre la potència a la càrrega i la potència disponible del generador, s'obté a partir de l'expressió

$$\begin{aligned}
 G_T &= \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in} \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \\
 &= \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{out} \Gamma_L|^2}
 \end{aligned} \tag{7.7}$$

Anàlogament, podem trobar l'expressió dels coeficients de reflexió d'entrada i sortida Γ_{in} i Γ_{out} de la forma,

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L}; \quad \Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S} \tag{7.8}$$

La condició d'adaptació simultània d'impedàncies equival a

$$\Gamma_S = \Gamma_{in}^* \quad \Gamma_L = \Gamma_{out}^* \quad (7.9)$$

i introduint aquesta condició en les expressions anteriors s'arriba finalment al resultat següent:

$$\Gamma_S = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad \Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (7.10)$$

essent

$$\begin{aligned} B_1 &= 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \\ B_2 &= 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \\ C_1 &= S_{11} - \Delta S_{22}^* \\ C_2 &= S_{22} - \Delta S_{11}^* \end{aligned} \quad (7.11)$$

i amb Δ definida segons l'anterior equació 7.6.

El problema de disseny es pot simplificar quan es considera el dispositiu actiu com a dispositiu *unilateral*, la qual cosa equival a dir que el paràmetre S_{12} del transistor és nul. Aquesta aproximació es pot fer sense massa problemes amb la majoria de transistors; de fet, el valor d'aquest paràmetre acostuma a ser molt petit i només augmenta quan el transistor treballa fora del seu marge freqüencial.

En el cas unilateral, les expressions anteriors (Eq. 7.8) dels coeficients de reflexió d'entrada i sortida queden reduïdes a

$$\Gamma_{in} = S_{11} \quad \Gamma_{out} = S_{22} \quad (7.12)$$

de forma que les condicions de disseny de les xarxes d'adaptació d'entrada i sortida són directament,

$$\Gamma_S = \Gamma_{in}^* = S_{11}^* \quad \Gamma_L = \Gamma_{out}^* = S_{22}^* \quad (7.13)$$

i el guany de transferència de potència, anomenat ara *guany unilateral de transferència de potència* G_{TU} , queda reduït a l'expressió

$$G_{TU} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

L'aproximació unilateral, tot i les seves limitacions, pot ser un bon punt de partida per a la selecció d'un determinat transistor; el guany G_{TU} és fàcilment calculable a partir dels paràmetres S i ens dóna una idea del guany màxim que podem esperar obtenir un cop dissenyat l'amplificador.

7.5 Disseny d'amplificadors de radiofreqüència de banda ampla

Es pot considerar que els amplificadors de RF són de banda ampla quan la seva banda de treball supera una octava (freqüència màxima > 2 freqüència mínima). La seva aplicació és evident quan els senyals per amplificar ocupen per definició aquesta amplada de banda, com són els casos dels senyals de TV (40 - 860 MHz), *front-ends* de receptors multibanda, aplicacions en instrumentació, etc.

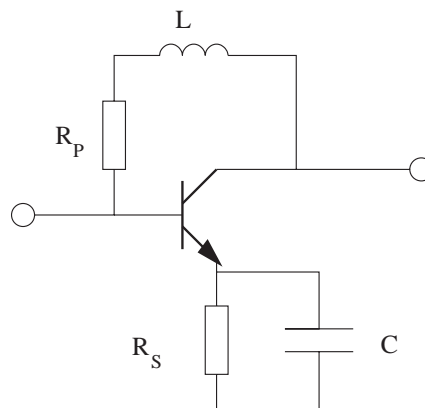


Fig. 7.3 Esquema d'un transistor realimentat.

Des del punt de vista del disseny, cal fer-hi dues consideracions:

1. Els elements actius tenen un guany decreixent amb la freqüència. Cal, doncs, "aplanar" el guany global.

2. Les xarxes d'adaptació han de fer-ho en tota una banda. No serveixen els mètodes habituals a una sola freqüència (banda estreta).

Existeixen diverses tècniques de disseny en banda ampla; una d'elles consisteix en la síntesi de les xarxes d'adaptació d'entrada/sortida amb els mètodes propis del disseny de filtres, amb la diferència que han de realitzar la transformació d'impedàncies entre la part real de la impedància d'entrada del transistor i els 50Ω de la impedància de referència en tot el marge de freqüències d'interès.

Una altra de les tècniques habituals és la utilització de xarxes de realimentació. La que es considerarà serà la resistiva aplicada a un transistor bipolar dels utilitzats per a freqüències de fins a 1 GHz.

Essencialment es tracta de la combinació de dues realimentacions negatives (figura 7.3): realimentació en paral·lel amb R_p i realimentació en sèrie amb R_s .

Si s'analitza la resposta d'aquest circuit suposant un guany infinit al transistor i impedàncies de càrrega i generador resistives i de valor Z_o s'arriba a les expressions següents per al valor de les impedàncies d'entrada i sortida de l'amplificador

$$R_{in} = R_p \parallel R_p R_s \left(\frac{1}{Z_o} + \frac{1}{R_p} \right) \quad (7.15)$$

$$R_{out} = \frac{R_p + Z_o}{1 + \frac{Z_o}{R_s}} \quad (7.16)$$

Com que habitualment acostuma a ser més gran el valor de la resistència en paral·lel que en sèrie, les equacions anteriors es poden aproximar per

$$R_{in} \approx \frac{R_p R_s}{Z_o} \quad R_{out} \approx \frac{R_p R_s}{Z_o} \quad (7.17)$$

d'on és immediat trobar que perquè hi hagi adaptació d'impedàncies s'ha de complir que

$$Z_o^2 = R_p R_s \quad (7.18)$$

En aquesta situació, el guany de tensió de l'amplificador, entès com la relació entre la tensió a la càrrega V_2 respecte a la tensió del generador en circuit obert V_1 , s'obté com

$$G_v = \frac{V_2}{V_1} = -\frac{1}{R_s} \frac{1}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{Z_o}} \quad (7.19)$$

d'on trobem directament el valor de la resistència en paral·lel en funció d'aquest guany

$$R_p = \frac{Z_o}{2} \left(-A_v \pm \sqrt{A_v^2 - 4A_v} \right) \quad (7.20)$$

Nota: Observeu que el guany de tensió és negatiu en el cas d'utilitzar la configuració en emissor comú de la figura 7.3.

El valor de la resistència R_s s'obté directament en aplicar el resultat anterior a l'equació 7.18.

Finalment, cal assenyalar que el guany de transferència de potència per al cas d'haver-hi adaptació simultània d'impedàncies d'entrada/sortida serà igual al doble del guany de tensió, pel fet que aquest està definit sobre la tensió de generador en circuit obert, mentre que l'altre està definit sobre la potència disponible de generador. Així, l'anterior equació 7.20 expressada en funció de G_T és

$$R_p = \frac{Z_o}{4} \left(G_T \pm \sqrt{G_T^2 + 8G_T} \right) \quad (7.21)$$

En la realitat, els transistors no són ideals: la característica més important és que el seu guany disminueix en augmentar la freqüència aproximadament 6 dB/octava. En una primera aproximació, el guany màxim que podem obtenir serà el corresponent a la freqüència més elevada de la seva banda de treball, fet que està en contradicció amb l'existència de realimentacions negatives que actuen per reduir el guany. Per això aquestes es modifiquen amb elements selectius amb la freqüència (inductància L i condensador C), la qual cosa fa que a freqüències altes disminueixi l'efecte de les realimentacions. Així, l'emissor tendeix a estar curtcircuitat a massa, i la base queda més aïllada del col·lector.

A fi de trobar els valors òptims d'aquests components s'ha de calcular la resposta (guany i adaptacions d'entrada i de sortida) de l'amplificador. Com a punt de partida, una bona aproximació és la considerada a les equacions 7.15 a 7.21, però la forma correcta d'analitzar-ho és a partir dels paràmetres S del transistor, que poden ser els donats pel fabricant o bé mesurats directament amb les condicions més semblants possibles a com anirà muntat a l'amplificador que es dissenya.

El resultat primari d'aquests càlculs, habitualment realitzats amb un programa de simulació dels tipus *Touchstone* o *MDS*, és la matriu de paràmetres S global de l'amplificador, i se n'obté el guany i coeficients de reflexió a l'entrada i a la sortida directament a partir d'aquests.

7.6 Caracterització d'amplificadors

Un cop dissenyat l'amplificador s'ha de procedir a caracteritzar-lo a fi de comprovar si s'han assolit els objectius de disseny. La caracterització consistirà en la realització d'un conjunt de mesures escalars, que es poden fer amb l'analitzador d'espectre amb generador de seguiment i pont reflectomètric, o bé, si se'n disposa, amb un analitzador de xarxes escalar o vectorial.

Cal distingir entre les mesures lineals o en petit senyal: guany, aïllament, pèrdues de retorn i d'inserció i xifra de soroll; i les mesures del comportament no lineal o en senyal: punt de compressió, distorsió harmònica i d'intermodulació i punt d'intercepció.

A continuació detallarem, per cadascun d'ells, els principis i el procediment de mesura.

7.6.1 Mesura dels paràmetres lineals o en petit senyal

El comportament lineal de l'amplificador s'obté quan aquest treballa en règim de petit senyal; en aquesta situació es pot dir que el senyal obtingut a la sortida de l'amplificador és només una rèplica amplificada del senyal aplicat a la seva entrada, que d'altra banda és la situació que implícitament s'assumeix en el procediment de disseny vist als apartats anteriors.

En aquesta situació es realitzarà la mesura dels paràmetres de transmissió i reflexió de l'amplificador i del factor de soroll, tot i que aquesta darrera rebrà un tractament específic per la seva naturalesa.

a) *Mesures en transmissió i reflexió*

Els paràmetres que cal conèixer d'un amplificador són el guany, l'aïllament i les pèrdues de retorn a l'entrada i a la sortida. Totes aquestes mesures són de tipus escalar, ja que en la majoria d'aplicacions el coneixement de la seva fase és irrellevant.

En ser un dispositiu actiu, en primer lloc cal establir el nivell de potència del sistema de mesura a fi de garantir l'operació en petit senyal de l'amplificador; és convenient tenir una certa idea de quin serà el guany esperat de l'amplificador i del nivell de potència màxim que ens pot lliurar; el primer paràmetre ve determinat pel disseny que s'ha fet, mentre que el segon es pot extreure fàcilment de les dades de catàleg del transistor utilitzat. Una bona regla pot ser fixar que el nivell de potència a la sortida de l'amplificador estigui 10 dB per sota de la potència màxima del transistor; deduint d'aquest valor el guany esperat de l'amplificador obtindrem el nivell de potència en què hem de fer les mesures.

La mesura del *guany* equival a la mesura de les pèrdues (guany) d'inserció del dispositiu i es realitzarà d'acord amb el procediment descrit a l'apartat 5.6, fent el calibratge corresponent amb un *thru* o línia passant.

La mesura de l'*aïllament* és idèntica a l'anterior, excepte que en aquest cas el senyal del generador s'injecta a la sortida de l'amplificador, mesurant el senyal obtingut a l'entrada. Aquesta mesura és equivalent a la mesura del mòdul del paràmetre S_{12} , mentre que la de guany equival a la del mòdul del S_{21} .

Les mesures de les *pèrdues de retorn* a l'entrada i a la sortida es realitzaran d'acord amb el procediment també descrit a l'apartat 5.6 fent ús ara del pont reflectomètric o acoblador direccional. Aquestes mesures equivalen a les del mòdul dels paràmetres S_{11} i S_{22} .

Totes aquestes mesures es realitzaran en un marge de freqüències determinat a fi d'observar la resposta en freqüència de l'amplificador i determinar, entre d'altres paràmetres, l'amplada de banda a 3 dB i l'arissat de la corba de guany de l'amplificador.

b) *Mesures de soroll*

Per mesurar la xifra de soroll d'un amplificador es poden fer servir diversos mètodes. Un d'ells es basa en la utilització de l'analitzador d'espectre, encara que no és massa acurat; consisteix a aplicar a l'entrada del dispositiu objecte de prova un to, del qual es mesura la relació senyal/soroll amb l'analitzador; després es connecta a l'entrada de l'analitzador la sortida de l'amplificador i es mesura un altre cop la relació senyal/soroll; ara es tenen el senyal i el soroll de l'entrada amplificats, més el soroll generat pel propi amplificador; la mesura d'aquest excés de soroll és justament el valor de F .

La xifra de soroll F es defineix com

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{S_i/N_i}{\left(\frac{GS_i}{N_d + GN_i} \right)} = \frac{N_d + GN_i}{GN_i} \quad (7.22)$$

essent G el guany del dispositiu que es mesura, N_d la potència de soroll generada pel dispositiu, i S_i/N_i , S_o/N_o les relacions senyal/soroll a l'entrada i a la sortida.

Si considerem que l'origen del soroll és només de tipus tèrmic i amb la temperatura estàndard T_o de 290 K, llavors l'expressió de la xifra de soroll queda de la forma

$$F = \frac{N_d + (kT_oBG)}{kT_oBG} \quad (7.23)$$

a on k és la constant de Boltzmann, de valor $1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K i B és l'amplada de banda de mesura en Hz.

Finalment cal recordar que si s'utilitza l'analitzador d'espectre per mesurar una potència de soroll, s'ha d'utilitzar un filtre de vídeo estret, el detector d'amitjanat (*sample*) i aplicar sobre la mesura en pantalla les correccions descrites en l'apartat 2.7.

Una altra forma d'especificar el soroll d'un dispositiu és a partir de la seva temperatura equivalent de soroll. Es defineix com aquella temperatura equivalent T_e a la qual hauríem de situar una resistència ideal a la seva entrada, suposat ara com a no sorollós —és a dir, que no genera soroll—, per tal d'obtenir a la seva sortida una potència de soroll idèntica a la que genera el dispositiu real.

Es relaciona amb la xifra de soroll, a partir de l'expressió

$$T_e = \frac{N_d}{kGB} \quad (7.24)$$

per tant, es té que la potència de soroll generada pel dispositiu és de la forma

$$N_d = T_e kGB \quad (7.25)$$

i substituint a l'equació 7.18 s'obté per a F que

$$F = \frac{T_e kGB + kT_o GB}{kT_o GB} = \frac{T_e + T_o}{T_o} = 1 + \frac{T_e}{T_o} \quad (7.26)$$

Segons quina sigui l'aplicació, per expressar el soroll generat per un dispositiu es fa servir o bé la F o bé la T_e . Normalment en sistemes de comunicacions per satèl·lit, en què es fan servir dispositius de soroll molt baix, s'utilitza la T_e , mentre que en la resta d'aplicacions és més habitual parlar de F.

En antenes per a comunicacions espacials es parla del factor de mèrit G/T, equivalent a la relació entre el guany i la temperatura de soroll del conjunt antena + capçal receptor, definits en un pla de referència.

Mesures de soroll més acurades es realitzen amb un instrument específic anomenat *mesurador de soroll*. Es basen en la utilització d'una font de soroll calibrada capaç de generar dues temperatures de soroll diferenciades, una de calenta T_h , i una de freda T_c , en un ampli marge de freqüències. Consisteixen bàsicament en un díode d'allau, que un cop polaritzat pot generar una temperatura calenta de l'ordre dels 10.000 K, mentre que la temperatura freda és la que s'obté quan no està polaritzat, que és aproximadament la d'ambient.

Aquestes fonts vénen calibrades en una taula corresponent al valor ENR (*excess noise ratio*) en funció de la freqüència, definit com

$$ENR = 10 \log \left[\frac{T_h - T_c}{T_o} \right] \quad (7.27)$$

Per tant, si apliquem aquesta font de soroll a l'entrada del dispositiu objecte de prova i mesurem la potència de soroll a la sortida, obtindrem en funció de les dues temperatures T_c i T_h dues potències de soroll N_1 i N_2 , és a dir,

$$T_e = \frac{T_h - (N_2/N_1)T_c}{(N_2/N_1) - 1} \quad (7.28)$$

i, en conseqüència,

$$F = 10 \log \left[1 + \frac{T_e}{T_o} \right] \quad (7.29)$$

i finalment també tenim que

$$kGB = \frac{N_2 - N_1}{T_h - T_c} \quad (7.30)$$

expressió que ens permet calcular d'una manera alternativa el guany de l'amplificador.

Així, el sistema de mesura està constituït per dos blocs: l'instrument de mesura pròpiament dit, que és qui realitza els càlculs a partir de les mesures de potència de soroll, i la font de soroll, que pot ser en coaxial, en guia d'ones, en *microstrip*, etc., però convenientment calibrada.

7.6.2 Mesura dels paràmetres no lineals o en senyal

Conèixer el comportament no lineal d'un amplificador és d'especial interès ja que ens permet determinar el seu marge d'operació com a sistema lineal, i en aplicacions de potència serveix per garantir, prenent les mesures adequades, que la distorsió harmònica i d'intermodulació, com també d'altres productes espuris, es mantinguin dintre d'especificacions.

a) Punt de compressió

Idealment un amplificador hauria de proporcionar a la seva sortida un nivell de potència proporcional al nivell de potència del senyal d'entrada, on precisament la constant de proporcionalitat seria el guany de l'amplificador. La representació gràfica de la potència de sortida en funció de la potència d'entrada és, doncs, una recta (Fig. 7.4).

En un amplificador real això no succeirà així; hi haurà una zona de comportament lineal que es correspondrà amb nivells de potència petits, però a partir d'un cert moment l'amplificador entrarà en saturació i ja no podrà continuar amplificant la potència d'entrada. La representació gràfica d'aquest comportament s'indica a la figura 7.4, on es veu com la corba de guany es *comprimeix* per a potències d'entrada elevades.

Una mesura del grau de saturació de l'amplificador, que és el que es coneix com a *punt de compressió*

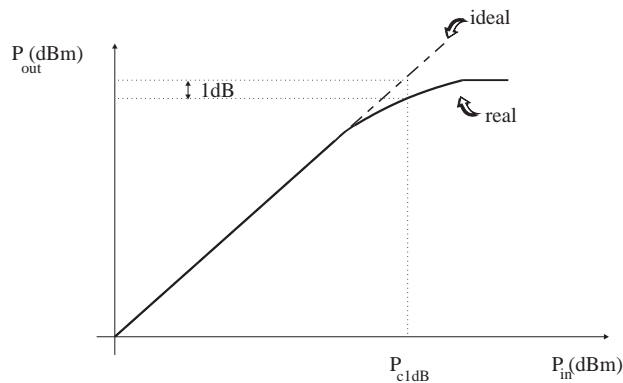


Fig. 7.4 Corba de guany de potència d'un amplificador: cas ideal i cas real.

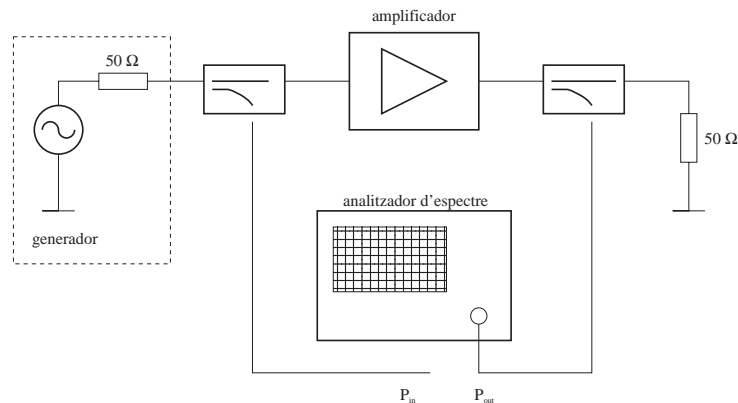


Fig. 7.5 Sistema de mesura del punt de compressió d'un amplificador.

a 1 dB, és el nivell de potència d'entrada pel qual el nivell de potència obtingut a la sortida és 1 dB inferior al valor esperat si l'amplificador és ideal (Fig. 7.4). El sistema de mesura del punt de compressió és molt senzill (Fig. 7.5); només és necessari disposar d'un analitzador d'espectre i d'un generador de RF; es tracta de connectar l'amplificador entre el generador i una càrrega mitjançant dos acobladors direccionals, de forma que podem mesurar amb l'analitzador d'espectre els senyals existents a l'entrada i la sortida de l'amplificador.

La mesura consisteix a fer un escombratge creixent de la potència del generador, mesurant la potència de sortida de l'amplificador a fi d'obtenir la corba de guany de la figura 7.4. Sobre ella el punt de

compressió a 1 dB queda determinat automàticament.

El punt de compressió és una de les especificacions clau de qualsevol amplificador, ja que en definitiva és una indicació del nivell de potència màxim que pot lliurar a una càrrega mantenint un comportament lineal. Si bé la definició de punt de compressió l'estableix com a potència d'entrada, en la majoria de catàlegs comercials d'amplificadors el punt de compressió va referit a la potència de sortida, ja que per al dissenyador de sistemes aquest és el paràmetre d'interès.

b) Distorsió harmònica

Quan un amplificador entra en saturació, inicia un comportament no lineal que es tradueix en l'aparició de senyals espuris a la seva sortida. Si com a senyal d'entrada s'aplica un únic to, el comportament no lineal de l'amplificador provoca l'aparició de distorsió harmònica, és a dir, l'aparició a la sortida d'harmònics del senyal d'entrada generats per l'amplificador.

La distorsió harmònica es mesura a la sortida de l'amplificador amb l'analitzador d'espectre, connectant a la seva entrada un generador de RF. La quantificació de la mesura es realitza de manera anàloga als oscil·ladors (Sec. 4.2), segons l'expressió de la TDH definida a l'equació 4.3.

Per amplades de banda inferiors a una octava, la distorsió harmònica d'un amplificador pot ser fàcilment eliminada mitjançant un filtre de pas banda o de pas alt connectat a la seva sortida; per a amplades de banda superiors aquest mètode no és útil ja que els harmònics cauen dins de la banda d'interès; en aquest cas, s'ha de fer un disseny acurat de l'amplificador a fi de preservar-ne la linealitat.

c) Distorsió d'intermodulació

El comportament no lineal d'un amplificador, a més de la generació d'harmònics pot provocar, segons el tipus de senyal d'entrada, l'aparició d'espuris dins de la banda passant impossibles d'eliminar per filtratge.

Una manera de quantificar la distorsió introduïda és mitjançant el que es coneix com a *distorsió d'intermodulació de tercer ordre amb dos tons*.

Si a l'entrada de l'amplificador introduïm un senyal compost format per dos tons sinusoidals de freqüències properes f_1 i f_2 , si admetem que la tensió de sortida $v_o(t)$ de l'amplificador en funció de la tensió d'entrada $v_1(t)$ és de la forma

$$v_o(t) = G_1 v_1(t) + k_2 v_1^2(t) + k_3 v_1^3(t) + \dots \quad (7.31)$$

on G_1 és el guany de tensió de l'amplificador i les constants k_2 , k_3 , són les que modelen el seu comportament no lineal, llavors, per al cas de que hi apliquem els dos tons a l'entrada

$$v_1(t) = A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t) \quad (8.1)$$

i suposant que mitjançant un filtre de pas banda eliminem els harmònics i espuris fora de la banda de pas de l'amplificador, els espuris més notoris que s'obtindran a la sortida són els corresponents a la potència cúbica del senyal d'entrada, és a dir,

$$v_{o_o}(t) = \frac{3}{4} [A_1^2 A_2 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + A_1 A_2^2 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t] \quad (8.2)$$

que corresponen a la distorsió harmònica de tercer ordre. Per al cas que les amplituds dels dos tons siguin idèntiques, $A_1 = A_2 = A$, llavors l'equació 7.28 queda de la forma

$$v_{o_o}(t) = \frac{3}{4} A^3 [\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t] \quad (8.3)$$

a on podem veure que l'amplitud d'aquest terme creix amb la potència cúbica de l'amplitud del senyal d'entrada; expressant-ho en dB significa que si s'incrementa en 1 dB el nivell de potència dels dos tons d'entrada, aquest terme d'intermodulació augmentarà en 3 dB. A la figura 7.6 es representa l'espectre del senyal.

A mesura que s'augmenta la potència d'entrada i l'amplificador va entrant en saturació comencen a augmentar també els termes de distorsió d'ordre superior, fins que s'arriba a la distorsió total del senyal.

En RF la utilització de dos tons de freqüències properes té molt d'interès, ja que, per exemple, en el cas de TV aquests dos tons simulen les portadores de vídeo i d'àudio d'un canal, de forma que la intermodulació creada en l'amplificador provoca l'aparició d'espuris que poden alterar els senyals de lluminància i crominància de la imatge. Anàlogament en sistemes de distribució de TV per cable a on s'utilitzen amplificadors de banda ampla, la distorsió d'intermodulació creada per les múltiples portadores de TV pot degradar la qualitat del sistema.

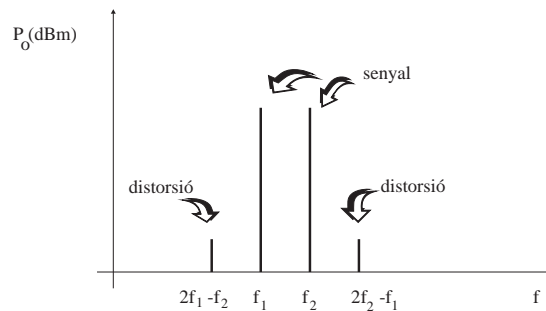


Fig. 7.6 Espectre obtingut a la sortida de l'amplificador que presenta distorsió d'intermodulació de tercer ordre amb dos tons.

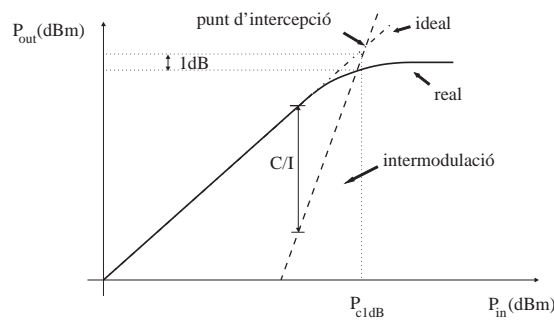


Fig. 7.7 Guany de potència i intermodulació d'un amplificador.

La distorsió d'intermodulació es representa superposant a la corba de guany de potència de l'amplificador la recta corresponent a la potència màxima d'intermodulació en funció de la potència d'entrada (Fig. 7.7). Una mesura d'interès és el *punt d'intercepció*, corresponent a la potència d'entrada que provoca la intersecció de la recta ideal de guany de l'amplificador amb la recta d'intermodulació; físicament significa que per aquella potència d'entrada la potència d'intermodulació iguala la potència del senyal útil.

Sobre aquest gràfic és fàcil determinar la relació en dB entre la potència de senyal útil i la potència d'intermodulació, expressada com C/I (dB), per a una determinada potència d'entrada a partir de la distància que separa la recta de guany de la d'intermodulació; és evident que per a potències d'entrada petites la relació C/I augmenta, mentre que disminueix per a potències d'entrada elevades.

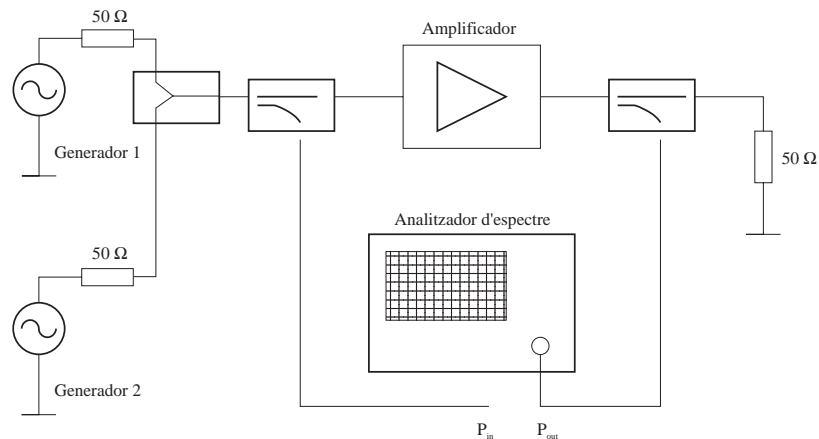


Fig. 7.8 Sistema de mesura de la distorsió d'intermodulació de tercer ordre amb dos tons.

La mesura de la distorsió d'intermodulació es realitza connectant a l'entrada de l'amplificador el senyal sumat de dos generadors de RF i mesurant la sortida de l'amplificador amb l'analitzador d'espectre; igualment que en el cas anterior és convenient utilitzar acobladors direccionals a fi de poder monitorar separatament les potències d'entrada i sortida de l'amplificador. L'esquema de mesura és el que s'indica a la figura 7.8.

7.7 Exercicis

- Es vol dissenyar un amplificador utilitzant el transistor BFR90A operant en emissor comú. Dissenyu la xarxa de polarització del transistor a partir d'una tensió d'alimentació de +15 V per tal que el transistor operi en el punt de treball de 10 V de tensió col·lector-emissor i 30 mA de corrent de col·lector.
- Utilitzant el transistor BFR90A de l'exercici anterior, es vol dissenyar un amplificador de banda estreta que operi a la freqüència de 800 MHz. Els paràmetres S del transistor en aquesta freqüència són: $S_{11}=0,57\angle-162^\circ$, $S_{12}=0,09\angle 8,8^\circ$, $S_{21}=2,45\angle 22,2^\circ$, $S_{22}=0,54\angle-112^\circ$. Es demana:
 - Calculeu el factor d'estabilitat del transistor.
 - En cas que sigui estable, calculeu els coeficients de reflexió Γ_S i Γ_L per tal d'obtenir guany màxim.

c) Dissenyu utilitzant elements concentrats, les xarxes d'adaptació d'entrada i sortida.

d) Utilitzant els valors obtinguts a l'exercici 1, incloeu el circuit de polarització corresponent en el disseny de l'amplificador.

3. Per al circuit de l'amplificador realimentat de la figura 7.9, calculeu el punt de polarització (tensions i corrents) del transistor.

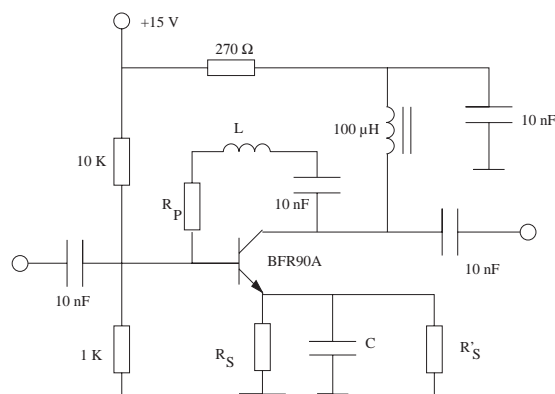


Fig. 7.9 Circuit de laboratori.

4. Analitzeu el circuit en petit senyal de la figura 7.9 amb el model simplificat del transistor (figura 7.10). Justifiqueu que en el cas de $\beta \gg 1$ la condició per assolir adaptació (respecte a Z_o) a l'entrada i a la sortida és

$$R_p R_s = Z_o^2 \quad (8.4)$$

5. Trobeu l'expressió corresponent al guany de l'amplificador de l'exercici anterior.

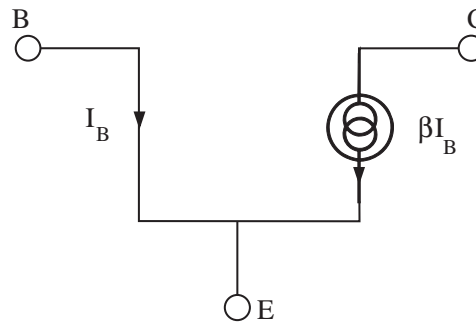


Fig. 7.10 Circuit equivalent simplificat del transistor.

6. Utilitzant com a punt de partida els valors donats per les fórmules anteriors, trobeu els valors de R_p , R_s , L i C per obtenir:

- Banda de treball de 40 a 500 MHz.
- Guany d' 11 ± 1 dB.
- Pèrdues de retorn a l'entrada i a la sortida superiors a 12 dB.

Nota: Considereu $Z_g=Z_L=Z_o=50 \Omega$.

7.8 Experiències de laboratori

El treball de laboratori consistirà en la caracterització de dos amplificadors, un de banda ampla (Fig. 7.9) i un de banda estreta (Fig. 7.11), seguint els procediments de mesura descrits anteriorment, amb l'objectiu d'obtenir els paràmetres següents:

- guany
- aïllament
- pèrdues de retorn a l'entrada i a la sortida
- amplada de banda a 3 dB
- punt de compressió a 1 dB
- distorsió harmònica
- distorsió d'intermodulació de dos tons i tercer ordre
- punt d'intercepció
- xifra de soroll

L'amplificador de banda estreta opera a l'entorn dels 800 MHz i està realitzat amb tecnologia *microstrip* sobre un substrat dielèctric CuClad de constant dielèctrica 2.5 i gruix 0.723 mm, amb una metal·lització de coure de 35 μm .

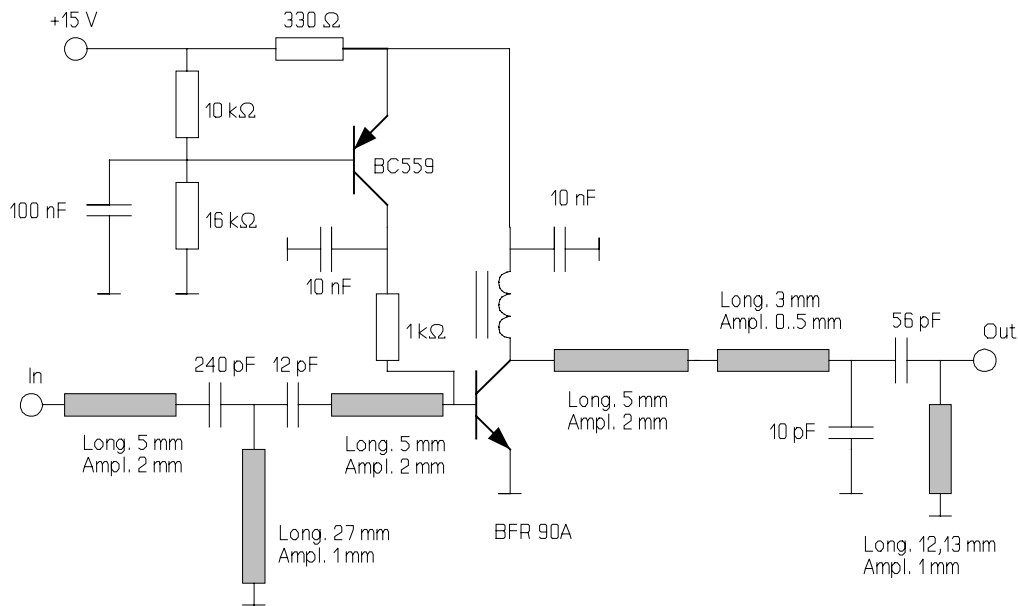


Fig. 7.11 Esquema elèctric d'un amplificador de banda estreta a 800 MHz, realitzat amb substrat dielèctric CuClad 250-GT-0312-50, amb $\epsilon_r=2,5$ i gruix $h=0,723$ mm.

Com es pot veure, s'inclou el circuit de polarització actiu, realitzat amb un transistor de baixa freqüència PNP que fixa el punt de treball del transistor de RF en 10 V de tensió col·lector-emissor i un corrent de col·lector de 15 mA.

8 Mescladors

8.1 Objectiu

L'objectiu del tema és presentar els principis bàsics de mesura i caracterització de mescladors de RF, com també les seves aplicacions més significatives en comunicacions. Les mesures es realitzaran sobre mescladors passius doblement equilibrats.

8.2 Tipus de mescladors

El mesclador és un dels dispositius més comuns en qualsevol sistema de comunicacions. Tal com ja s'ha vist al subapartat 2.3.3, és un component de tres accessos tal que en un d'ells s'obté el resultat del producte dels senyals aplicats als altres dos. De manera habitual, en un d'ells s'aplica el senyal sinusoidal procedent d'un oscil·lador, fet pel qual rep el nom d'*oscil·lador local*, i els altres dos s'anomenen ports de RF i de FI.

Tecnològicament els mescladors poden ser actius o passius. Els primers, realitzats com a circuits integrats, es basen en l'efecte multiplicador dels corrents d'un parell diferencial fet amb transistors. Actualment és possible trobar circuits integrats multiplicadors operatius fins a 400 MHz. Un dels circuits més *clàssics* és el MC1496, circuit que pot operar fins a 10 MHz i que té diverses aplicacions com a modulador d'amplitud a més de les pròpies de mesclador.

En RF i a freqüències de microones, la no-disponibilitat de circuits actius fa necessària la utilització de mescladors passius, la majoria basats en díodes Schottky, com a element no lineal. El díode Schottky té la peculiaritat que la seva unió és entre metall i semiconductor, factor que li confereix una capacitat d'unió molt petita que li permet operar a freqüències molt elevades.

Els mescladors passius habituals en RF estan constituïts per elements no lineals i pel circuit d'acoblament. Aquesta estructura es realitza a partir de transformadors híbrids encapsulats de manera molt compacta a fi de reduir els efectes paràsits dels bobinatges que podrien degradar les seves prestacions; d'aquesta forma és possible trobar dispositius comercials de baix cost, operatius fins a

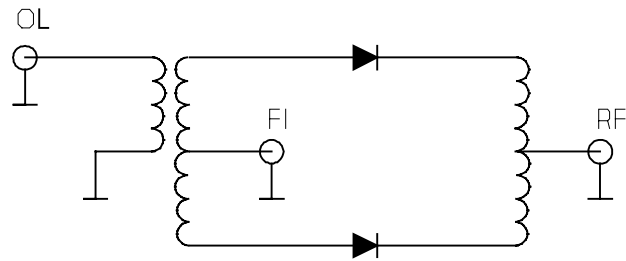


Fig. 8.1 Esquema elèctric d'un mesclador equilibrat.

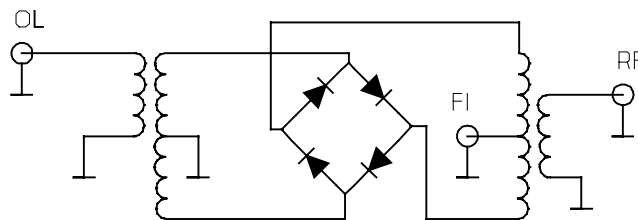


Fig. 8.2 Esquema elèctric d'un mesclador doblement equilibrat.

l'entorn dels 3 GHz. Per a freqüències d'operació més elevades, l'acoblament es realitza mitjançant circuits híbrids de 90° o 180° realitzats amb línies de transmissió.

Podem distingir entre mescladors equilibrats (Fig. 8.1) i mescladors doblement equilibrats (Fig 8.2). En els primers existeix un aïllament inherent a la simetria de l'estructura entre el port d'OL i el de RF i el port d'OL i FI, mentre que això no es produeix entre el port de RF i el de FI.

En canvi, en els doblement equilibrats, a més de l'aïllament entre els ports d'OL i RF i d'OL i FI, l'estructura de manera inherent presenta també aïllament entre els ports de FI i RF, fet que els fa que siguin els utilitzats més correntment.

Aquestes característiques d'aïllament suposen uns bobinatges ideals i que tots els díodes són idèntics, característiques que acostumen a degradar-se en augmentar la freqüència d'operació, de l'ordre d'uns 5 dB per octava. Una altra de les propietats d'aquest mesclador és la seva insensibilitat a la polaritat del senyal de RF i el fet que el port de FI està acoblat en contínua amb els díodes. Aquest factor és realment important ja que permet l'operació del port de FI del mesclador des de DC fins a centenars de MHz, que possibilita el seu ús com a detector de fase; d'altra banda, això permet introduir un corrent extern de polarització en els díodes, de manera que la conducció dels díodes desequilibra l'aïllament de l'estructura, fet que es pot utilitzar per actuar com a commutador o atenuador variable entre els ports de RF i OL.

8.3 Caracterització de mescladors

Els paràmetres que caracteritzen un mesclador són les pèrdues de conversió, l'aïllament, el punt de compressió i la distorsió d'intermodulació, entre d'altres.

L'aïllament entre accessos és, com ja s'intueix, un dels paràmetres clau dels mescladors; en un mesclador el senyal d'OL és el que acostuma a ser el de més potència, ja que procedeix d'un oscil·lador *local*, mentre que els altres senyals són més febles; si l'amplada de banda del sistema és molt gran pot succeir que a causa d'un pobre aïllament el senyal d'OL aparegui en els ports de RF o de FI i degradi les prestacions del sistema.

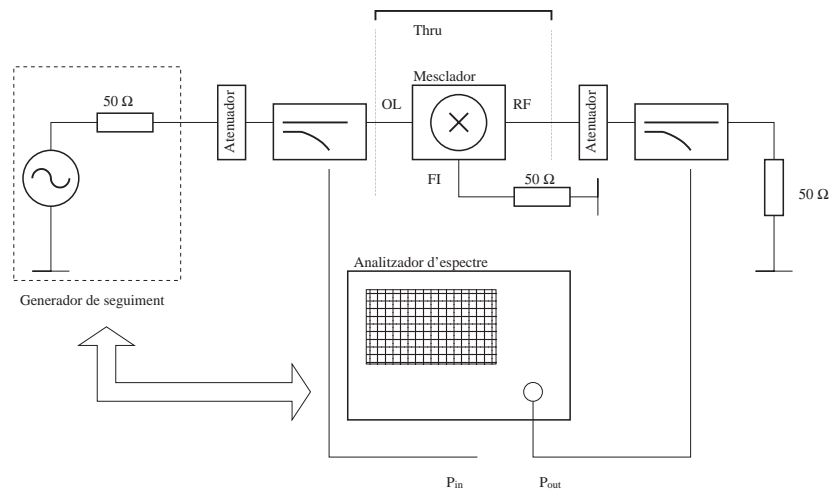


Fig. 8.3 Sistema de mesura de l'aïllament OL-RF d'un mesclador.

La mesura de l'aïllament es realitza mitjançant un generador de RF i un analitzador d'espectre, de manera anàloga a la mesura de les pèrdues d'inserció ja descrites en capítols anteriors. Es tracta d'aplicar el senyal del generador, amb la freqüència adient a cadascun dels ports, mesurant el senyal obtingut en la resta amb l'analitzador d'espectre. La diferència de potències entre el senyal injectat i el senyal obtingut és l'aïllament en dB. En ser una xarxa de tres accessos, s'ha de connectar una càrrega adaptada ($50\ \Omega$) a l'accés lliure. Un exemple de la mesura de l'aïllament OL-RF es pot veure a la figura 8.3. Tal com s'indica, és convenient realitzar les connexions mitjançant atenuadors de 10 dB amb la finalitat de millorar l'adaptació del mesclador i evitar reflexions dels senyals d'entrada i sortida que podrien falsejar la mesura.

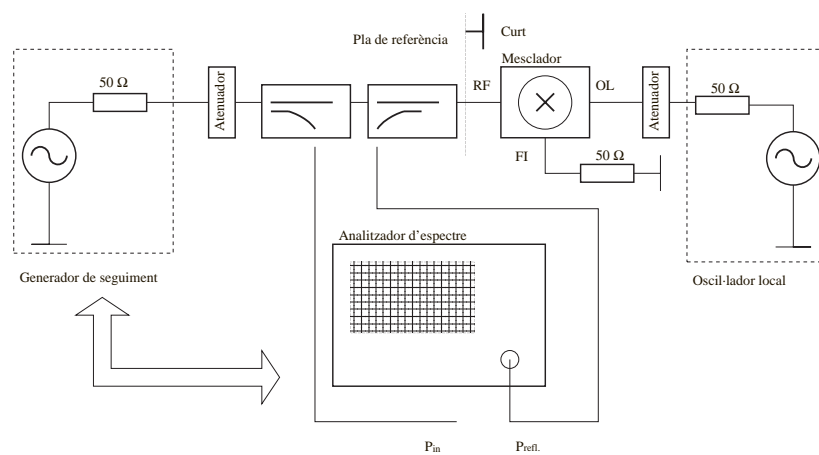


Fig. 8.4 Sistema de mesura de l'adaptació de RF d'un mesclador.

La mesura de les pèrdues de retorn de cadascun dels accessos del mesclador es realitza de manera anàloga al sistema descrit al capítol 5, utilitzant un acoblador direccional o pont reflectomètric i l'analitzador d'espectre amb generador de seguiment. L'única precaució que s'ha de tenir és en l'establiment dels nivells de potència dels senyals aplicar a cadascun dels accessos. Així, si es vol mesurar l'adaptació d'OL, és convenient aplicar un senyal del mateix nivell de potència que el fabricant ens especifica per al port d'OL. Ara bé, per mesurar l'adaptació dels ports de RF i FI és convenient tenir-hi aplicat el senyal d'OL a fi que els díodes del mesclador estiguin bombejats i operin en el punt de treball fixat per la potència d'OL, altrament, la mesura seria errònia. A la figura 8.4 es pot veure el sistema de mesura adient de les pèrdues de retorn de RF.

Les pèrdues de conversió són un dels paràmetres típics de qualsevol mesclador; ens indiquen les

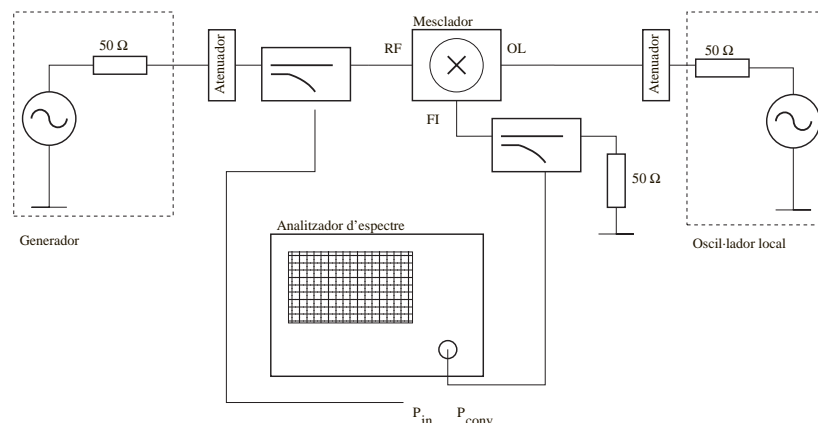


Fig. 8.5 Esquema de mesura de les pèrdues de conversió d'un mesclador.

pèrdues produïdes pel trasllat de freqüències de RF a FI o viceversa. Equivalen a la mesura de les pèrdues d'inserció d'un dispositiu però afegint-hi la peculiaritat que es produeix un canvi de freqüència; per aquest motiu, el marge de freqüències del generador és diferent del de mesura. Igual que les mesures anteriors requereix que estigui aplicat el senyal d'oscil·lador local, tal com s'indica a la figura 8.5.

Valors habituals de pèrdues de conversió en mescladors passius són d'uns 7 dB. Per evitar que el mesclador treballi en saturació és convenient que en el nivell de potència aplicat al port de RF sigui més petit que el nivell de potència nominal d'OL; per al cas de que aquest sigui de 7 dBm, un valor de -10 dBm de RF seria adequat, de manera que el nivell de potència obtingut en FI seria d'uns -17 dBm.

La distorsió d'intermodulació de tercer ordre amb dos tons és un dels altres paràmetres d'interès; l'efecte és similar al cas dels amplificadors, excepte que ara es produeix un trasllat de freqüències en un dispositiu no lineal per naturalesa. El sistema de mesura és anàleg al descrit al subapartat 7.6.2.c, a excepció que els dos senyals s'aplicarien en el port de RF i l'analitzador d'espectre es connectaria en el port de FI.

De manera anàloga al cas dels amplificadors, es pot definir el punt d'intercepció; per obtenir-lo és necessari representar la corba de la potència de sortida en FI en funció de la potència d'entrada en RF, és a dir, les pèrdues de conversió, sobreposant en el mateix gràfic la potència d'intermodulació obtinguda en el port de FI; la intersecció d'ambdues rectes ens donarà el punt d'intercepció.

8.4 Exercicis

Es vol dissenyar un equip receptor per rebre un senyal DSB d'1,9 GHz amb una amplada de banda de transmissió de 10 MHz. Com a primera solució es proposa utilitzar un receptor amb una única conversió, fixant una FI de 100 MHz, d'acord amb l'esquema de la figura 8.6. Es demana:

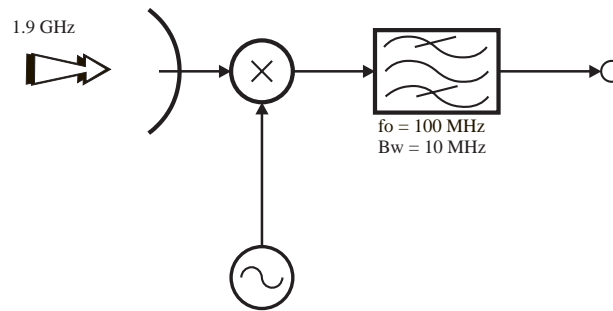


Fig. 8.6

1. Calculeu la freqüència d'oscil·lador local necessària.
2. Si com a mesclador s'utilitza el model SRA-2000 de Mini-Circuits, calculeu el nivell de potència dels diferents senyals existents just a la sortida del mesclador i a la sortida del filtre de pas banda. Supposeu que el nivell de potència del senyal obtingut a la sortida d'antena és de -20 dBm. (Nota: Vegeu les característiques del mesclador a l'apartat 8.5)
3. Suposant una temperatura d'antena de 100 K i que el sistema receptor es troba a la temperatura estàndard $T_o=290$ K, calculeu la potència de soroll existent a la sortida del filtre de FI.
4. Repetiu l'apartat anterior per al cas que s'inserís un filtre de pas banda ideal (sense pèrdues) centrat a la freqüència d'1,9 GHz i amb una amplada de banda de 10 MHz. Justifiqueu el resultat obtingut.

8.5 Experiències de laboratori

El mesclador que es proposa utilitzar és el model SRA-2000 de Mini-Circuits, passiu de tipus doblement equilibrat.

Les seves característiques principals són les següents:

- Nivell de potència d'OL: +7 dBm
- Nivell de potència màxim de RF: +1 dBm
- Marge de freqüències d'OL i RF: de 100 MHz a 2 GHz
- Marge de freqüències de FI: de DC a 600 MHz
- Pèrdues de conversió: 8,6 dB
- Aïllament OL-RF: 37 dB
- Aïllament OL-FI: 30 dB

Les mesures consisteixen en primer lloc, a realitzar la seva caracterització, i després veure la seva utilització en aplicacions diverses.

8.5.1 Caracterització del mesclador

a) Mesura de les pèrdues de retorn

Les mesures de les pèrdues de retorn de cadascun dels tres ports es realitzaran utilitzant l'analitzador d'espectre amb generador de seguiment i el pont reflectomètric, seguint el procediment descrit al capítol 5.

Per a la mesura de les pèrdues de retorn d'OL, el nivell de potència del senyal que s'ha d'aplicar serà el nominal del mesclador, +7 dBm, connectant càrregues de 50 Ω als altres accessos.

En canvi, per a la mesura de l'adaptació dels ports de RF i FI, es mantindrà aplicat el senyal d'OL i es connectarà una càrrega de 50 Ω en el port que no s'utilitzi. El nivell de potència del senyal de mesura serà inferior a -10 dBm.

b) Mesura de les pèrdues de conversió

Les mesures de les pèrdues de conversió es realitzaran utilitzant dues configuracions diferents del mesclador, com a *up-converter* —aplicant el senyal d'entrada al port de FI— i com a *down-converter* —aplicant el senyal d'entrada al port de RF.

b.1 Up-converter

S'utilitzarà com a oscil·lador local (OL) un senyal d'1 GHz que pot ser distribuït per la xarxa del laboratori, si se'n disposa, de forma que en cada lloc de treball arribi amb una potència d'uns +7 dBm.

En aquesta aplicació es farà servir el port de FI com a entrada i el port de RF com a sortida. En el port de FI es connectarà un senyal sinusoidal de 100 kHz amb -20 dBm de potència, procedent del generador de funcions i sense *offset* de tensió.

La sortida del mesclador, és a dir, el port de RF, es connectarà directament a l'analitzador d'espectre per visualitzar l'efecte de conversió ascendent del senyal. A continuació es mesuraran les pèrdues de conversió del mesclador.

S'ha de notar que, en pantalla, a més del senyal d'interès apareixeran d'altres senyals espuris ja que no estem utilitzant cap mena de filtre de pas banda per eliminar-los; es tractarà també d'identificar-ne els més significatius.

b.2 Down-converter

Ara com a oscil·lador local es pot utilitzar el que s'havia fet servir al capítol 4, un oscil·lador amb línies *microstrip* de freqüència 800 MHz, connectat al port d'OL.

En aquest cas s'utilitzarà el port de RF com a senyal d'entrada i el port de FI com a sortida. El senyal de RF es pot distribuir per la xarxa del laboratori, procedent d'un generador de freqüència 1 GHz. La sortida de FI es connectarà a l'analitzador d'espectre per visualitzar-la; en analitzar-la es veurà que apareixen altre cop senyals espuris, però amb un nivell de potència més baix; això es deu a l'efecte de filtratge de la banda passant de FI del mesclador. S'identificaran els senyals en pantalla més significatius mesurant les pèrdues de conversió.

c) Mesura del punt de compressió a 1 dB

Amb aquesta darrera configuració de *down-converter* es mesuraran les pèrdues de conversió en funció de la potència d'entrada que s'aplica al port de RF, i se n'obtindrà el gràfic corresponent. El punt de compressió a 1 dB és aquell corresponent a la potència d'entrada per la qual les pèrdues de compressió disminueixen 1 dB respecte al valor obtingut per a valors de potència d'entrada més petits.

d) Aïllament

Amb l'analitzador d'espectre i utilitzant com a oscil·lador local el senyal distribuït per la xarxa, es mesurarà l'aïllament existent entre els ports OL-RF i OL-FI seguint l'esquema de mesura de la figura 8.3 i connectant una càrrega de 50 Ω en el port que no s'utilitzi.

e) *Distorsió d'intermodulació de tercer ordre amb dos tons*

Ara com a oscil·lador local es tornarà a fer servir l'anterior oscil·lador de 800 MHz, que es connectarà al port d'OL. Per la xarxa de distribució de senyal del laboratori s'enviaran dos senyals de freqüències properes al voltant d'1 GHz i d'idèntica amplitud, que es connectaran a l'entrada de RF del mesclador —*down-converter*—; la sortida de FI es connectarà a l'analitzador.

Es tractarà de mesurar els productes d'intermodulació de tercer ordre provocats pels dos tons sobre la sortida de FI. En augmentar la potència dels dos tons s'obté una corba de potència d'intermodulació de FI en funció de la potència dels senyals d'entrada de RF, que se sobreposarà al gràfic anterior de les pèrdues de conversió per al cas del *down-converter*. A partir dels resultats obtinguts s'extrapolerà el punt d'intercepció. Observeu les diferències de velocitat entre el creixement del senyal d'interès i el d'intermodulació.

8.5.2 Aplicacions del mesclador

A part de les aplicacions d'*up/down-converter* ja vistes, el mesclador es pot utilitzar per generar un senyal modulat en amplitud amb portadora o sense (AM o DSB). En aquestes aplicacions, els nivells de potència dels senyals involucrats han de ser suficientment baixos per garantir un comportament lineal amb baixa distorsió.

a) *Modulador DSB*

Es connectarà en el port de RF el senyal de la portadora que s'obté de la xarxa de distribució de senyal del laboratori. En el port de FI s'aplicarà el senyal de modulació obtingut a partir del generador de funcions, que serà del voltant dels 50 kHz.

El senyal modulat s'obté en el port d'OL que connectarem a l'analitzador d'espectres.

En variar la freqüència del generador de funcions, es comprovarà l'efecte de la modulació DSB. A continuació es mesurarà la supressió de portadora del senyal obtingut.

b) *Modulador AM*

Amb el mateix muntatge de l'apartat anterior, s'aplicarà una tensió d'*offset* al senyal de FI, prement el botó d'*offset* del generador de funcions. Veurem que a mesura que varia el nivell de contínua, augmenta o disminueix el nivell de la portadora.

c) *Inversió de l'espectre*

Un dels aspectes interessants a comprovar en un mesclador és l'efecte *mirall* o d'inversió de l'espectre que es produeix si la freqüència d'OL és més gran que la màxima freqüència del senyal de RF, i l'espectre d'aquest és asimètric.

Un exemple clar d'aquesta situació es produeix amb l'espectre del senyal de TV (Fig. 1.19). És evident que en el port de FI del mesclador obtindrem el mòdul de la diferència de freqüències entre els senyals d'OL i de RF i, com a sistema real que és, en cap cas podrem tenir freqüències negatives. Per tant, si suposem que apliquem un senyal de TV en què la portadora de vídeo està a 471,25 MHz i la d'àudio a 476,75 MHz i la freqüència d'OL és de 510,15 MHz, a la FI del mesclador obtindrem la portadora de vídeo traslladada a la freqüència de 38,9 MHz i la d'àudio a 33,4 MHz, és a dir, inferior a la de vídeo, de forma que l'efecte resultant és que s'ha produït un efecte mirall sobre l'espectre de RF del senyal de TV. Per contra, si la freqüència d'OL hagués estat inferior a 471,15 MHz aquest efecte no s'hauria produït.

Com a conclusió, cal dir que a l'hora de planificar un sistema de comunicacions és de vital importància fer una acurada selecció del pla de freqüències a fi d'evitar possibles errors de concepció.

Per visualitzar aquest efecte s'utilitzarà com a senyal de RF el procedent d'una antena receptora de TV i de FM, i com a senyal d'OL el de l'oscil·lador de 800 MHz; en connectar la sortida de FI a l'analitzador d'espectre s'observarà l'efecte mirall sobre els senyals de TV. També es pot observar com aquest efecte no té cap repercussió en l'espectre dels senyals de FM, a causa de la seva pròpia simetria.

9 El sistema PLL

9.1 Objectiu

L'objectiu del tema es comprovar el funcionament real d'un sistema PLL (*phase locked loop*) operant en RF. En particular es tracta de veure el comportament d'un PLL de tercer ordre i de tipus II, sense divisors de freqüència en el llaç de realimentació, i observar-ne especialment el procés d'adquisició i el de seguiment.

9.2 El sistema PLL: anàlisi de funcionament

Els bucles de sincronisme de fase o PLL són sistemes realimentats o servosistemes que consisteixen en un oscil·lador controlat per tensió (VCO) la sortida del qual es connecta a un detector de fase, en què es compara la seva fase amb la d'un senyal de referència i s'obté un senyal d'error; aquest senyal, un cop filtrat pas baix pel filtre de llaç, actua sobre la tensió de control del VCO i en corregeix la freqüència fins a anul·lar el senyal d'error, moment en el qual es produeix el sincronisme de fase, i les fluctuacions del VCO són idèntiques a les del senyal de referència dins l'amplada de banda del sistema. Per tant, en un sistema PLL es diferencien dues situacions: adquisició i seguiment.

La *fase d'adquisició* és una fase no lineal que presenta alguna dificultat a l'hora de descriure-la matemàticament; en aquesta fase les freqüències del VCO i de la referència són diferents i a la sortida del detector de fase apareix un batut de freqüències que convenientment integrat pel filtre de llaç, proporciona un senyal continu que actua sobre la tensió de control del VCO per tal d'aconseguir reduir la diferència de freqüències; quan això es produeix, podem dir que el sistema està "enganxat" i que comença la fase de seguiment.

La *fase de seguiment* és una fase completament lineal, en què el PLL es modela com un sistema realimentat utilitzant la variable s de Laplace i en què els senyals d'entrada i de sortida són les fases de l'oscil·lador de referència i del VCO, i es pot definir una funció de transferència entre ambdues fases.

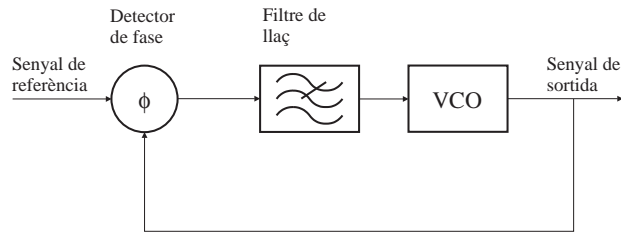


Fig. 9.1 Esquema de blocs físic d'un sistema PLL.

Des del punt de vista físic, un llaç PLL està constituït pels blocs següents: un senyal de referència, un detector de fase, un filtre de pas baix també, conegut com a filtre de llaç, un oscil·lador de freqüència controlada per tensió (VCO) i, segons els casos, divisors de freqüència, mescladors, multiplicadors de freqüència o d'altres elements, segons s'indica a la figura 9.1.

Un cop en fase de seguiment, el sistema admet un model lineal en funció de la transformada de Laplace de les fases del senyal de referència o entrada Θ_i i del senyal de sortida o VCO Θ_o , tal com

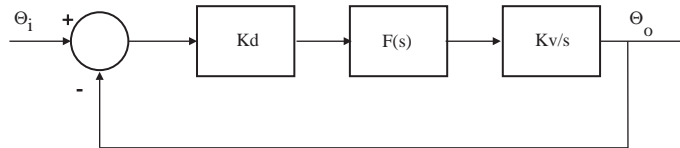


Fig. 9.2 Model lineal, en seguiment, d'un sistema PLL.

es mostra a la figura 9.2. L'acció del detector de fase es modela com una resta de senyals més una constant de proporcionalitat K_d de dimensions V/rad; el filtre de llaç de característica pas baix es modela amb la seva funció de transferència $F(s)$; finalment, el VCO es modela com un integrador de constant K_v de dimensions rad/sg/V.

Això darrer es pot veure de la manera següent: la freqüència instantània proporcionada pel senyal d'un VCO s'obté com

$$\omega_i(t) = K_v x(t) \quad (9.1)$$

essent $x(t)$ el senyal de control del VCO; en conseqüència, la fase instantània del VCO és

$$\theta_i(t) = \int \omega_i(t) dt = K_v \int x(t) dt \quad (9.2)$$

aplicant la transformada de Laplace a l'equació anterior s'obté

$$\Theta_i(s) = \frac{K_v}{s} X(s) \quad (9.3)$$

i, per tant, la funció de transferència del VCO és

$$\frac{\Theta_i(s)}{X(s)} = \frac{K_v}{s} \quad (9.4)$$

Així, a partir del model lineal es pot trobar la fase de sortida en funció de l'entrada, de la forma

$$\Theta_o(s) = \Theta_i(s) \frac{G(s)}{1 + G(s)} \quad (9.5)$$

a on $G(s)$ és la funció de transferència en llaç obert del sistema, i de valor

$$G(s) = K_d F(s) \frac{K_v}{s} \quad (9.6)$$

i substituint a l'equació anterior ens queda que

$$\Theta_o(s) = \Theta_i(s) \frac{K_d F(s) K_v}{s + K_d F(s) K_v} \quad (9.7)$$

Així, doncs, en definir la funció de transferència $H(s)$ del PLL com la relació entre les transformades de Laplace de les fases d'entrada Θ_i i de sortida Θ_o s'obté

$$H(s) = \frac{\Theta_o(s)}{\Theta_i(s)} = \frac{K_d K_v F(s)}{s + K_d K_v F(s)} \quad (9.8)$$

que és una funció de tipus pas baix. També es pot calcular la fase d'error $\Theta_e(s)$ com l'obtinguda a la sortida del detector de fase de la forma

$$\Theta_e(s) = \Theta_i(s) - \Theta_o(s) = \Theta_i [1 - H(s)] \quad (9.9)$$

sobre la qual es pot definir de manera anàloga una altra funció de transferència $H_e(s)$

$$H_e(s) = \frac{\Theta_e(s)}{\Theta_i(s)} = [1 - H(s)] = \frac{s}{s + K_d F(s) K_v} \quad (9.10)$$

que ara és de tipus pas alt.

En conclusió, es dedueix que tant la fase del senyal de sortida del VCO com la fase del senyal d'error són versions filtrades de la fase del senyal d'entrada, essent possible aplicar totes les eines d'anàlisi pròpies dels sistemes lineals. Es pot interpretar el sistema PLL com un sistema tal que dins de la seva amplada de banda el soroll de fase del VCO és substituït pel soroll de fase del senyal de referència, i fora de la seva amplada de banda es manté el soroll de fase del VCO. Gràcies a aquest principi bàsic dels PLL surten totes les seves aplicacions, tant en comunicacions com en instrumentació.

Els sistemes PLL es classifiquen utilitzant la terminologia habitual de servosistemes, és a dir, segons *l'ordre de la seva funció de transferència* —la major potència de la variable s en el denominador d' $H(s)$. En el cas del PLL i a causa del caràcter integrador del VCO, l'ordre del PLL és el del filtre de llaç més u (+1). També un PLL es classifica segons el seu tipus, és a dir, *el nombre d'integradors* —pols a l'origen— que presenta la funció de transferència de llaç obert $G(s)$. En conseqüència, qualsevol PLL és, com a mínim, de primer ordre i de tipus I, i aquests valors van augmentant en funció del tipus de filtre de llaç que s'utilitzi. Per exemple, un PLL que utilitzi un filtre de llaç del tipus

$$F(s) = \frac{1 + \tau_1 s}{1 + \tau_2 s} \quad (9.11)$$

serà de segon ordre i tipus I, mentre que un altre que tingui un filtre de llaç de la forma

$$F(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{\tau_1 s} \quad (9.12)$$

es classificarà com de segon ordre però de tipus II.

És possible, mitjançant les tècniques habituals de servosistemes, establir quin serà el valor final de la resposta del PLL a una sèrie d'excitacions típiques, únicament a partir del comportament de la fase d'error $\theta_e(t)$ i el tipus del sistema; per fer-ho s'aplica el teorema del valor final de Laplace

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Theta_e(s) \quad (9.13)$$

Els senyals d'excitació que s'apliquen són el graó de fase, la rampa de fase —graó de freqüència— i la paràbola de fase —rampa de freqüència—, que es corresponen amb els errors de posició, velocitat i acceleració de servosistemes.

a) Resposta al graó de fase:

$$\begin{aligned} \theta_i(t) = \Delta\phi u(t) &\leftrightarrow \Theta_i(s) = \frac{\Delta\phi}{s} \\ \Theta_p = \lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\Delta\phi}{s} H_e(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \Delta\phi H_e(s) \end{aligned} \quad (9.14)$$

b) Resposta a la rampa de fase:

$$\begin{aligned} \theta_i(t) = \Delta\omega t u(t) &\leftrightarrow \Theta_i(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2} \\ \Theta_v = \lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\Delta\omega}{s^2} H_e(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\Delta\omega}{s} H_e(s) \end{aligned} \quad (9.15)$$

c) Resposta a la paràbola de fase:

$$\begin{aligned}\theta_i(t) &= \frac{1}{2} \Delta\omega t^2 u(t) \leftrightarrow \Theta_i(s) = \frac{\Delta\omega}{s^3} \\ \Theta_v &= \lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\Delta\omega}{s^3} H_e(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\Delta\omega}{s^2} H_e(s)\end{aligned}\quad (9.16)$$

Taula 9.1 Comparació dels errors de diferents classes de sistemes PLL.

Tipus de PLL	Error de posició	Error de velocitat	Error d'acceleració
Primer ordre Tipus I	0	$\frac{\Delta\omega}{K_d K_v}$	∞
Segon ordre Tipus I	0	$\frac{\Delta\omega}{K_d F(0) K_v}$	∞
Segon ordre Tipus II	0	0	$\frac{\Delta\omega \tau_1}{K_d K_v}$
Tercer ordre Tipus I	0	$\frac{\Delta\omega}{K_d K_v}$	∞
Tercer ordre Tipus II	0	0	$\frac{\Delta\omega}{K_d K_v}$

D'això es dedueix que qualsevol PLL presenta sempre un error de posició zero, és a dir, és sempre capaç de seguir els graons de fase del senyal d'entrada. Les combinacions més habituals es reflecteixen a la taula 9.1.

Per tant, per poder tenir un sistema PLL que presenti un error zero als salts de freqüència, és necessari que sigui de tipus II; per aquest motiu, els PLL de segon o tercer ordre de tipus II són els més habituals.

9.3 El PLL de tercer ordre i tipus II

En aplicacions de síntesi de freqüències, és habitual utilitzar com a filtre de laç un filtre actiu, que presenti un pol a l'origen i que, per tant, configura el PLL com a tipus II, que pot ser d'ordre 2 o 3.

El PLL que s'estudiarà en el laboratori és un PLL d'ordre 3 i tipus II, en què el filtre de laç es configura d'acord amb la figura 9.3.

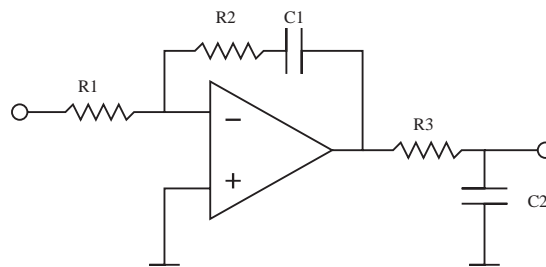


Fig. 9.3 Filtre de laç.

La seva funció de transferència $F(s)$ és de la forma

$$F(s) = - \frac{1 + \tau_2 s}{s(1 + \tau_3 s)\tau_1} \quad (9.17)$$

amb

$$\begin{aligned} \tau_1 &= R_1 C_1 \\ \tau_2 &= R_2 C_1 \\ \tau_3 &= R_3 C_2 \end{aligned}$$

En conseqüència, la funció de transferència $H(s)$ del PLL de tercer ordre serà de la forma

$$H(s) = \frac{K_d K_v}{\tau_1 \tau_3} \frac{1 + \tau_2 s}{s^3 + \frac{s^2}{\tau_3} + \frac{K_d K_v \tau_2}{\tau_1 \tau_3} s + \frac{K_d K_v}{\tau_1 \tau_3}} \quad (9.18)$$

Per aquesta funció de pas baix podem definir la seva freqüència de tall ω_n i el seu marge de fase ϕ .

Si s'analitza el circuit, s'arriba a les expressions de disseny següents, que relacionen les constants de temps amb aquests dos paràmetres anteriors

$$\begin{aligned}\tau_3 &= \frac{1}{\omega_n} \left(\frac{1}{\cos \phi} - \tan \phi \right) \\ \tau_2 &= \frac{1}{\omega_n^2 \tau_3} \\ \tau_1 &= \frac{K_d K_v}{\omega_n^2} \sqrt{\frac{1 + (\omega_n \tau_2)^2}{1 + (\omega_n \tau_3)^2}}\end{aligned}\quad (9.19)$$

9.4 El detector de fase: tipologia

Els detectors de fase es poden classificar en dos tipus: multiplicatius i seqüencials. Els primers es basen en les formes d'ona dels senyals involucrats que generen un senyal de sortida proporcional al valor amitjanat del producte de les formes d'ona dels senyals d'entrada; el seu avantatge principal és la immunitat respecte al soroll. Els seqüencials operen amb els passos per zero dels senyals d'entrada, fet que possibilita l'obtenció d'una característica lineal en l'interval $(0, 2\pi)$, tot i que requereixen una relació S/N més gran que els anteriors, ja que són més sensibles al soroll.

Tot i que en aquest tema ens centrarem en els detectors de fase multiplicatius, farem una breu revisió dels altres tipus existents i les seves propietats més característiques.

9.4.1 Detectors de fase multiplicatius

a) Mesclador equilibrat

El mesclador equilibrat vist al capítol anterior capítol pot operar com a detector de fase sempre que la sortida de FI estigui acoblada en contínua; si a les seves entrades s'apliquen dos senyals de la mateixa freqüència però d'amplituds i fases A_1 , A_2 i ϕ_1 , ϕ_2 , respectivament, a la sortida del mesclador s'obté

$$v_o(t) = v_1(t) v_2(t) = \frac{1}{2} A_1 A_2 K \left[\cos(2\omega_o t + \phi_1(t) + \phi_2(t)) + \cos(\phi_1(t) - \phi_2(t)) \right] \quad (9.20)$$

el primer terme de freqüència doble s'elimina per filtratge, sempre que la freqüència de detecció sigui

prou gran, mentre que el segon, el d'interès, ens dóna un senyal proporcional al cosinus de les diferències de fase i a les amplituds dels senyals d'entrada.

El seu avantatge principal és la capacitat per ser utilitzat en qualsevol marge de freqüències; en canvi la seva limitació està en el marge lineal d'operació, que és inferior als 180°, i en el fet que la constant del detector K_d depèn de les amplituds A_1 i A_2 dels senyals aplicats: si aquestes varien, la seva variació repercutirà en els paràmetres del PLL. De fet, la constant del detector s'obté com

$$K_d = \left. \frac{dv_o}{d\Delta\phi} \right|_{\Delta\phi = \frac{\pi}{2}} = -\frac{1}{2}A_1A_2K \sin(\Delta\phi) \Big|_{\Delta\phi = \frac{\pi}{2}} = -\frac{1}{2}A_1A_2K \quad (9.21)$$

on es pot veure clarament aquesta dependència.

Finalment, cal esmentar que al senyal de sortida se superposa una tensió continua d'*offset*, deguda a les imperfeccions i als desequilibris en el circuit d'acoblament i els díodes del mesclador. Aquesta tensió, si el senyal d'interès és feble, pot provocar la saturació de l'integrador del filtre de llaç i bloquejar el sistema. Aquest problema es pot solucionar afegint en el filtre de llaç una tensió contínua que ho compensi.

b) Multiplicadors analògics

Consisteixen bàsicament en circuits integrats formats per parells diferencials amb transistors que efectuen el producte analògic dels senyals; actualment es poden trobar circuits operatius fins a l'entorn dels 500 MHz.

9.4.2 Detectores de fase de tipus seqüencial

a) Porta OR exclusiva

La porta XOR es pot utilitzar com a detector de fase dels senyals quadrats aplicats a la seva entrada; recordem que la seva sortida és un 0 lògic quan les entrades són idèntiques, i és un 1 lògic quan són diferents; així, doncs, la seva sortida serà nul·la només quan els senyals d'entrada estiguin en fase.

Tot i que opera amb senyals digitals, el valor mitjà del senyal digital de sortida és una magnitud analògica, proporcional a la diferència de fase de les entrades, i amb una característica triangular i, per tant, lineal en l'interval $(0, \pi)$, equivalent a la característica que s'obté en cas de fer servir un mesclador equilibrat operant amb senyals rectangulars.

El seu problema principal és la necessitat que el cicle de treball dels senyals d'entrada sigui del 50%, ja que en cas contrari la resposta del detector presenta zones amb saturació.

Tanmateix, igual que el mesclador, quan hi ha sincronisme entre els senyals d'entrada, a la sortida s'obté també un terme de freqüència doble que és necessari eliminar per filtratge.

La constant d'aquest detector és

$$K_d = \frac{2V_{cc}}{\pi} \quad (9.22)$$

essent V_{cc} la tensió d'alimentació del circuit lògic.

b) *Flip-flop*

També pot utilitzar-se com a detector de fase un circuit biestable (*flip-flop*) i obtenir una característica lineal en el marge de $(0, 2\pi)$. El circuit actua en els flancs ascendents i descendents del senyal d'entrada, raó per la qual es fa necessària la conversió de senyals sinusoidals a polsos que s'apliquen a les portes R i S (*reset i set*) del biestable, i així s'obté a la sortida un senyal tal que el seu valor mitjà és proporcional a la diferència de fases.

El marge lineal d'aquest detector està situat a 180° , a diferència dels anteriors, que estaven a 90° . La constant del detector de fase és ara

$$K_d = \frac{V_{cc}}{\pi} \quad (9.23)$$

Presenta l'inconvenient que un cop sincronitzat apareix a la seva sortida un senyal de la mateixa freqüència que la referència i amb un cicle de treball que depèn de la diferència de fases, que ha de ser degudament filtrat.

En canvi, té l'avantatge de ser sensible a la diferència de freqüències; el signe del senyal de sortida, suposat simètric respecte de 0 V, es correspon amb el signe d'aquesta diferència.

c) *Phase-frequency detector*

Aquest detector presenta la peculiaritat d'integrar, amb la funció de detecció de fase, la de proveir un

senyal sensible a la freqüència, de forma que el circuit serveix com a sistema d'ajut a l'adquisició, i augmenta teòricament fins a l'infinit el marge de *pull-in* o d'enganx del PLL, propietat aplicable en tot el marge de freqüències d'operació del dispositiu.

Un dels circuits més clàssics és el MC4044 de Motorola, que pot operar fins a 80 MHz, amb un marge lineal de $\pm 2\pi$.

9.5 Exercicis

1. Es vol dissenyar un sistema PLL per sincronitzar un VCO a una freqüència de referència d'1,3 GHz. Com a detector de fase s'utilitza un mesclador amb una $K_d = -0.3$ V/rad. L'excursió de freqüències del VCO és d'1,2 a 1,4 GHz, amb una tensió de control de +13 V. Es demana dissenyar el filtre de laç adient per obtenir un sistema de 3r ordre i tipus II amb un marge de fase de 40° i amplada de banda del PLL d'1 kHz.
2. Per a un detector de fase amb mesclador equilibrat, proposeu un sistema de mesura de la seva constant K_d utilitzant un generador de RF i un desfasador variable.
3. Es vol utilitzar com a detector de fase un circuit integrat que proporciona dos senyals de sortida, un de 0 V a +5 V i un altre de -5 V a 0 V. Es demana modificar la topologia del filtre de laç de la figura 9.3 per tal que pugui operar amb aquest detector. Calculeu la funció de transferència d'aquest nou filtre de laç.
4. Si s'utilitza com a detector de fase una OR-exclusiva, dibuixeu el cronograma dels senyals d'entrada i de sortida del detector abans i després de la situació d'enganx. Indiqueu quina és la diferència de fase existent entre el senyal del VCO i la referència un cop s'ha produït el sincronisme.

9.6 Experiències de laboratori

9.6.1 Sistema PLL de baixa freqüència

Un dels circuits integrats més utilitzats és el 4046 de lògica CMOS. Aquest integrat és un sistema PLL quasi complet, que inclou un VCO programable amb una xarxa RC externa, dos detectors de fase, un de tipus XOR i l'altre amb sensibilitat a la freqüència, i un limitador per al senyal de referència. D'aquesta manera, només afegint-hi un filtre de laç extern és possible construir un sistema PLL complet.

A partir de les característiques tècniques del 4046, es tracta de dissenyar un sistema PLL de segon

ordre i tipus I, per operar a la freqüència de 500 kHz amb una amplada de banda del PLL d'1 kHz. El muntatge es realitzarà sobre una placa de tipus *proto-board* i s'utilitzarà com a referència el senyal digital procedent d'un generador de funcions.

El funcionament correcte del sistema es verificarà amb un oscil·loscopi connectant a un canal, mitjançant una sonda el senyal de referència, i a l'altre el del VCO; quan sincronitzant l'oscil·loscopi amb un dels canals s'obtingui una imatge estable dels dos senyals, llavors s'haurà produït el sincronisme del PLL.

9.6.2 Sistema PLL de RF

El treball de laboratori consistirà a dissenyar un sistema PLL de tercer ordre i tipus II, de forma que sincronitzi el senyal d'un oscil·lador de freqüència lliure al voltant d'1 GHz, amb el senyal de referència que es distribuirà per la xarxa del laboratori.

Com a detector de fase s'utilitzarà el mesclador SRA-2000 de Mini-Circuits, que recordem que presenta la seva sortida de FI acoblada en contínua. Aquest mesclador, a causa de l'arranjament intern

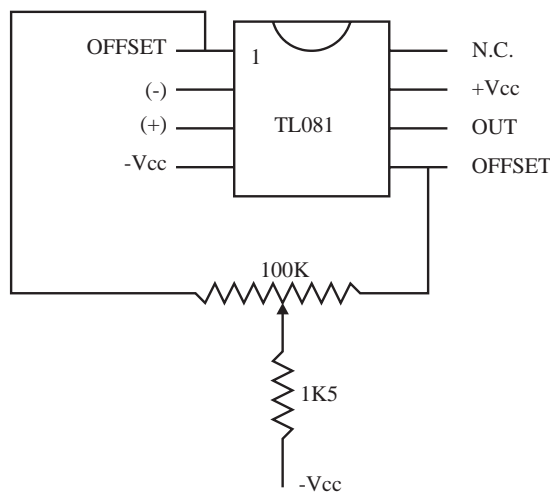


Fig. 9.4 Connexions de l'ajust d'offset de l'operacional TL081.

del pont de díodes, genera una tensió negativa quan els senyals aplicats als ports d'OL i de RF estan en fase; per tant, la constant de proporcionalitat K_d d'aquest mesclador actuant com a detector de fase

és negativa. Finalment, serà necessari dissenyar el filtre de llaç de manera que presenti una impedància d'entrada de 50Ω , que és la que ha de veure el port de FI perquè estigui adaptat.

El filtre de llaç es realitzarà amb l'amplificador operacional TL081, incloent-hi el circuit de compensació d'*offset*, d'acord amb l'esquema de la figura 9.4. Com que la funció de transferència d'aquest filtre és negativa i com que la K_d també ho és, el seu producte serà positiu, de manera que el guany de la funció de transferència en llaç obert $G(s)$ serà positiu.

El conjunt VCO que s'ha d'utilitzar en realitat està constituït, a més del propi oscil·lador, per un atenuador de 10 dB, un amplificador, un filtre de pas baix i un acoblador direccional de 10 dB, segons

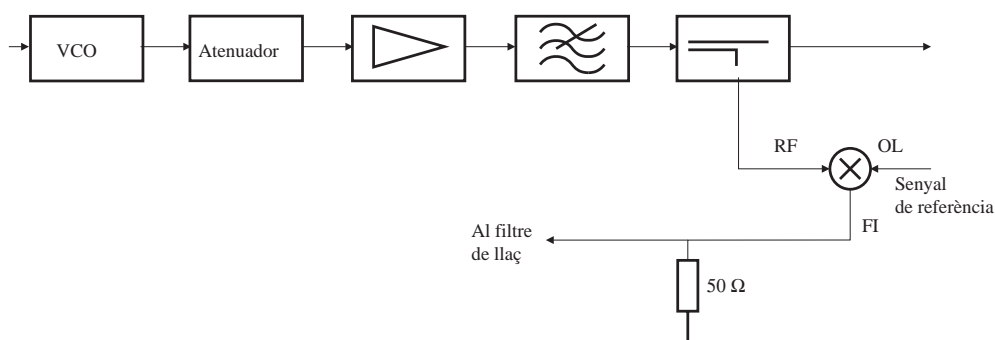


Fig. 9.5 Esquema de blocs del muntatge que s'ha de realitzar.

s'indica a l'esquema de blocs de la figura 9.5. La finalitat d'incloure l'amplificador és augmentar l'aïllament del VCO respecte de la impedància de càrrega, a fi d'evitar el fenomen de *pull-in*, consistent en la variació de la freqüència de l'oscil·lador en funció de la impedància que aquest veu. La utilització de l'atenuador de 10 dB serveix per condicionar el nivell de potència del senyal a l'etapa amplificadora, de guany 10 dB, a la vegada que n'augmenta també l'aïllament. Finalment, la inclusió del filtre de pas baix permet la supressió d'harmònics generats per l'oscil·lador i l'acoblador direccional permet l'obtenció de dues sortides, una de principal i una altra atenuada de 10 dB apta per a ser utilitzada en el detector de fase. L'esquema elèctric del conjunt, realitzat amb substrat dielèctric CuClad 250-GT-0312-50 de gruix 0,723 mm, constant dielèctrica 2,5 i metal·lització de $35 \mu\text{m}$, és el que s'indica a la figura 9.6.

La configuració del VCO és de tipus Clapp, amb un díode varactor i utilitzant el transistor BFR90A; amb una freqüència nominal d'1 GHz i un marge de sintonia de 100 MHz per a 10 V d'excursió de la tensió de control. La polarització al díode varactor s'hi aplica mitjançant una resistència xip d'1 k Ω i un condensador de desacoblament de 10 nF. Aquest condensador és el que, a la pràctica, actua com

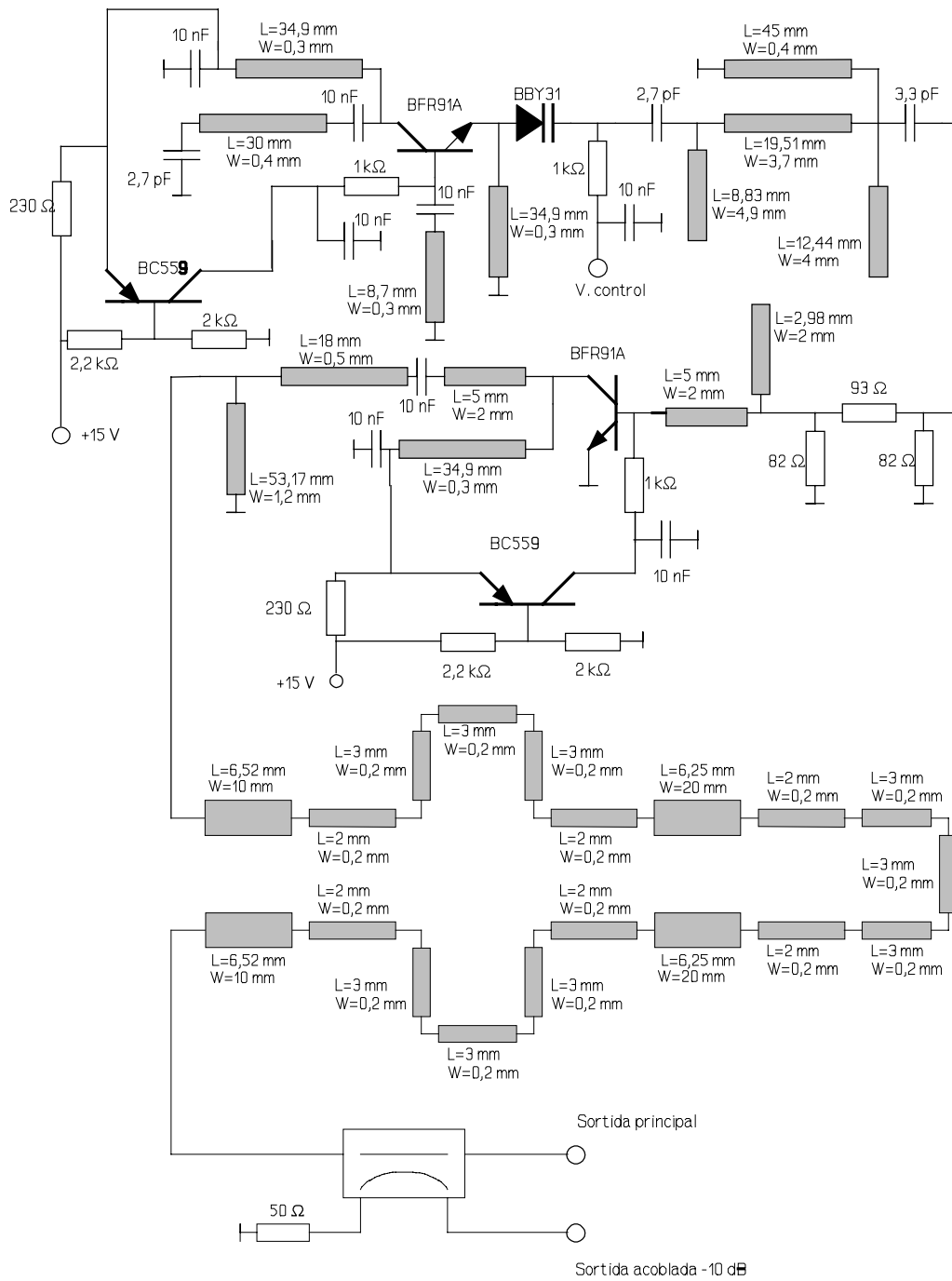


Fig. 9.6 Esquema del VCO, atenuador, amplificador, filtre i acoblador direccional, realitzat amb substrat dielèctric CuCLAD 250-GT-0312-50 amb $\epsilon_r=2,5$ i gruix $h=0,723$ mm.

a condensador C_2 del filtre de llaç i s'ha d'incloure en el disseny. El filtre de pas baix està realitzat amb línies de transmissió *microstrip*: les línies més amples equivalen a condensadors en paral·lel i la línia més estreta, juntament amb les dues bobines, equival a les inductàncies en sèrie. A la sortida del filtre s'ha afegit un acoblador direccional de 10 dB realitzat amb un nucli de ferrita (ref. B62152-A8-X30 de Siemens), segons s'indica a la figura 9.7 [17].

La sortida acoblada es connectarà al port de RF del mesclador; al port d'OL, i amb un nivell de potència d'uns 7 dBm s'hi connectarà el senyal de referència distribuït per la xarxa del laboratori, segons s'indica a la figura 9.5. Sobre una placa de *proto-board* es munta el filtre de llaç, i cal vigilar que per error no s'apliqui mai tensió de contínua al port de FI del mesclador.

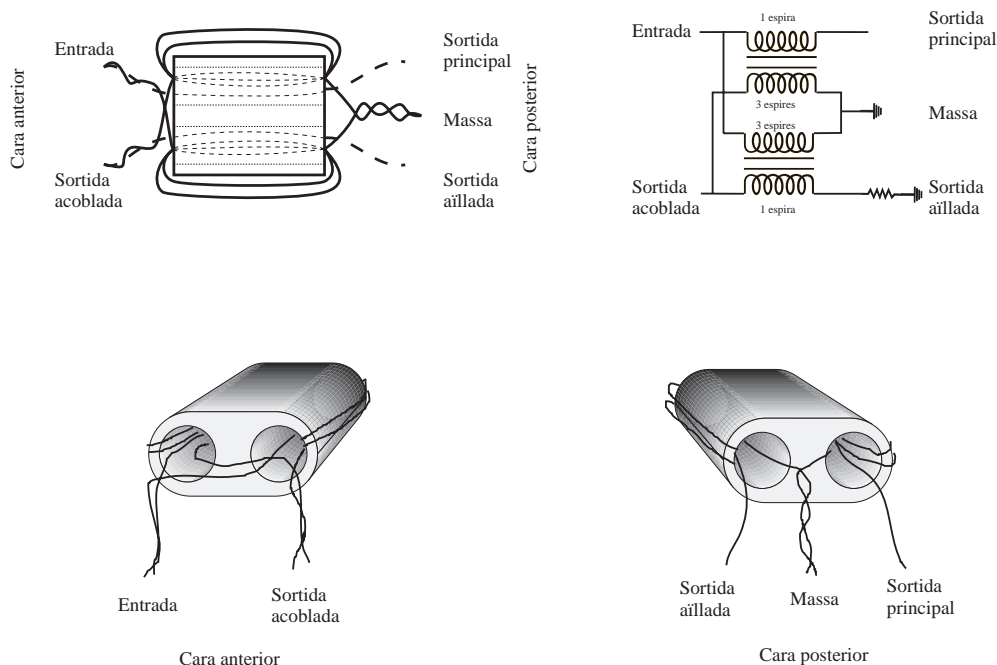


Fig. 9.7 Acoblador direccional de 10 dB. Esquema de muntatge [17].

L'objectiu és dissenyar el sistema PLL per poder-se sincronitzar amb un senyal de referència d'1 GHz i obtenir una amplada de banda de 20 kHz amb un marge de fase de 40° .

Un cop sincronitzat, es comprovarà amb l'analitzador d'espectre la millora de la puresa espectral del VCO abans i després d'utilitzar el PLL.

10 Sintetitzadors de freqüència

10.1 Objectiu

L'objectiu del tema és apropar-se a un cas real de disseny d'un sintetitzador de freqüència operatiu en banda-L, partint de l'experiència prèvia adquirida en el tema anterior sobre sistemes PLL sense divisors de freqüència en el llaç de realimentació i de la utilització dels *data-sheet* de circuits integrats.

10.2 Esquema bàsic d'un sintetitzador de freqüència basat en llaç PLL

L'esquema bàsic de disseny d'un sistema de síntesi indirecta de freqüència consisteix a incloure en el llaç de realimentació d'un PLL, un o diversos divisors de freqüència programables o *prescalers*—divisors de freqüència ràpids— de forma que la detecció de fase es realitza a una freqüència f_d molt més baixa que la que es vol sintetitzar f_o , a la vegada que s'utilitza com a referència un senyal molt estable de freqüència f_r procedent d'un cristall de quars habitualment operatiu en les desenes de MHz. L'esquema bàsic és el de la figura 10.1.

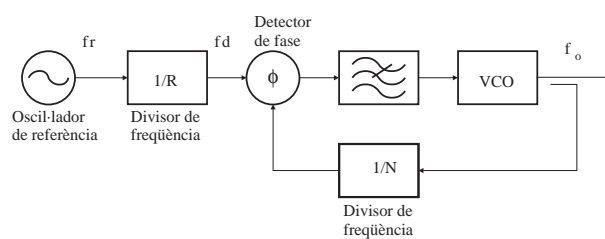


Fig. 10.1 Esquema bàsic d'un sintetitzador de freqüència.

Un cop s'ha produït el sincronisme de freqüència, les freqüències dels senyals que arriben al detector de fase han de ser idèntiques; per tant, s'ha de complir

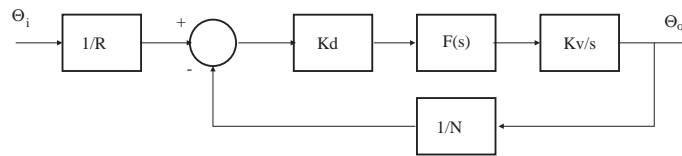


Fig. 10.2 Model lineal del sintetitzador de freqüència.

$$\frac{f_r}{R} = \frac{f_o}{N} \quad (10.1)$$

d'on senzillament es dedueix que la freqüència sintetitzada f_o és

$$f_o = f_r \frac{N}{R} \quad (10.2)$$

És evident que si es fa variar dins d'un cert marge el valor de N i/o de R es pot fer variar discretament —sintetitzar— la freqüència de sortida del VCO. En concret, si incrementa en una unitat el valor del divisor N , la freqüència de sortida experimentarà un increment de valor $(N+1) \cdot f_a$.

El model lineal del PLL que es té en aquest cas és el de la figura 10.2; la presència del divisor de freqüència del senyal de referència R no afecta directament els paràmetres de disseny del PLL, ja que es comporta com un simple factor d'escala de la funció de transferència; la seva importància consisteix a determinar els salts mínims de freqüència que s'obtidran en el sistema i també quant al soroll de fase del senyal de referència i , per tant, del conjunt sintetitzador.

Si es té present que quan es multiplicava en freqüència el senyal d'un oscil·lador el seu soroll de fase augmentava en un factor de $20 \log(M)$, essent M el factor de multiplicació; ara en un divisor de freqüència *ideal* el soroll de fase disminuirà en un factor de $20 \log(R)$. Ara bé, els circuits integrats que s'utilitzen per fer els divisors presenten un *terra de soroll intrínsec (noise floor)* que de fet limita el soroll de fase del seu senyal de sortida; així, doncs, no podem esperar que si dividim indefinidament el senyal de referència el seu soroll de fase disminueixi indefinidament, sinó que s'arribarà a un punt en què ja no ho farà més, coincidint amb el terra de soroll del divisor.

Igual que abans, podem establir la funció de transferència del sistema sobre la base de les transformades de Laplace de les fases del senyal de referència o entrada Θ_i i del senyal de sortida o VCO Θ_o ,

$$\Theta_o(s) = \Theta_i(s) \frac{1}{R} \frac{G(s)}{1 + \frac{G(s)}{N}} \quad (10.3)$$

a on $G(s)$ és la funció de transferència en llaç obert del sistema de valor

$$G(s) = K_d F(s) \frac{K_v}{s} \quad (10.4)$$

i substituint a l'equació anterior ens queda que

$$\Theta_o(s) = \Theta_i(s) \frac{1}{R} \frac{K_d K_v F(s)}{s + \frac{K_d K_v}{N} F(s)} \quad (10.5)$$

Així, doncs, la seva funció de transferència $H(s)$ es pot definir de la forma

$$H(s) = \frac{\Theta_o(s)}{\Theta_i(s)} = \frac{1}{R} \frac{K_d K_v F(s)}{s + \frac{K_d K_v}{N} F(s)} \quad (10.6)$$

que continua essent una funció de tipus pas baix, i s'hi poden aplicar tots els conceptes ja establerts en el tema anterior sobre els sistemes PLL.

Pel que fa al filtre de llaç, és habitual utilitzar el filtre actiu de segon ordre ja estudiat en el capítol anterior (Fig. 9.3), de manera que el PLL quedarà configurat com de tercer ordre i de tipus II, amb una funció de transferència $F(s)$ definida a l'equació 9.17.

D'aquesta manera, la funció de transferència $H(s)$ del PLL de tercer ordre serà

$$H(s) = \frac{K_d K_v}{R \tau_1 \tau_3} \frac{1 + \tau_2 s}{s^3 + \frac{s^2}{\tau_3} + \frac{K_d K_v \tau_2}{N \tau_1 \tau_3} s + \frac{K_d K_v}{N \tau_1 \tau_3}} \quad (10.7)$$

Per aquesta funció de pas baix, podem definir la seva freqüència de tall ω_n i el seu marge de fase ϕ . Si s'analitza el circuit, s'arriba a les expressions de disseny següents que ens relacionen les constants de temps amb aquests dos paràmetres anteriors

$$\begin{aligned} \tau_3 &= \frac{1}{\omega_n} \left(\frac{1}{\cos \phi} - \tan \phi \right) \\ \tau_2 &= \frac{1}{\omega_n^2 \tau_3} \\ \tau_1 &= \frac{K_d K_v}{N \omega_n^2} \sqrt{\frac{1 + (\omega_n \tau_2)^2}{1 + (\omega_n \tau_3)^2}} \end{aligned} \quad (10.8)$$

Cal assenyalar que ara, la presència del divisor de freqüència provoca una reducció del valor de la constant de temps τ_1 que es tradueix en una reducció de l'amplada de banda del filtre de laç, però no del PLL.

10.3 Circuits integrats per aplicacions de sintetitzadors

Tot i que l'esquema bàsic d'un sintetitzador de freqüència (Fig. 10.1) es pot realitzar íntegrament a partir de components discrets, com ara divisors de freqüència i detectors de fase digitals, existeixen en el mercat gran varietat de circuits específics per a aquesta aplicació. Habitualment integren les funcions de detecció de fase amb les de divisió de freqüència, tant del senyal de referència com del senyal procedent del VCO.

Sovint inclouen dos detectors de fase, un sensible a la freqüència que s'utilitza com a ajut a l'adquisició, i un cop el PLL està sincronitzat es commuta a un altre detector de fase de tipus *sample & hold*, que presenta un millor comportament quant a soroll de fase. Aquesta commutació es realitza de forma interna en el propi circuit a partir d'un senyal de detecció de *lock*, accessible també externament.

Alguns circuits incorporen l'oscil·lador de referència en el propi xip, essent només necessària l'addició d'un cristall de quars per fixar aquesta freqüència, sovint en el marge d'1 MHz a 20 MHz.

La tecnologia utilitzada en la seva fabricació, TTL, HCMOS o ECL, determinarà la freqüència màxima d'operació dels senyals de referència i del VCO, que pot variar des dels 10 MHz fins a l'entorn dels 100 MHz.

En alguns casos, el divisor de freqüència del senyal de referència adopta uns certs valors discrets, seleccionables externament, que són els que juntament amb la freqüència d'aquest senyal fixen el salt de freqüència del senyal sintetitzat. En canvi, el divisor de freqüència del camí de realimentació acostuma a ser totalment programable.

Si la freqüència del VCO és molt elevada, de manera que supera amb escreix el límit màxim d'operació del xip sintetitzador, s'ha de recórrer a la utilització de divisors de freqüència externs, també anomenats *prescalers*, capaços d'operar amb senyals de l'ordre de GHz. El mòdul de divisió d'aquests, P , acostuma a ser fix, sense possibilitat de programació; per tant, el seu efecte global és el de multiplicar per P el valor de N del divisor de freqüència programable, de forma que el valor de N en les equacions de disseny anteriors s'ha de substituir pel producte $N \cdot P$. Si s'incrementa en una unitat el valor del divisor programable N , l'increment en la freqüència de sortida serà $(N+1)P \cdot f_d$.

Per evitar aquest problema existeixen en el mercat *prescalers* de mòdul variable; són dispositius el factor de divisió dels quals es pot variar entre P i $P+1$ mitjançant un senyal de control extern. Quan es connecta a l'entrada d'un circuit sintetitzador que proporciona el senyal de control del mòdul, l'efecte resultant de la divisió en el llaç de realimentació és obtenir increments de freqüència efectius en el senyal sintetitzat de valor $((N \cdot P)+1) \cdot f_d$.

Finalment només cal fer esment que existeixen en el mercat un conjunt de xip sintetitzadors dissenyats per aplicacions de *clock* en les plaques base dels ordinadors de tipus PC. Avui en dia les velocitats de relloge dels processadors Pèntium se situen per sobre dels 200 MHz; aquestes freqüències són massa elevades per poder ser generades a partir d'un oscil·lador a cristall de quars i només poden ser sintetitzades. L'estandardització d'aquestes freqüències fa possible que tot el conjunt sintetitzador es pugui integrar en un únic xip, i només requereixen com a component extern un cristall de quars que proporcioni la freqüència de referència necessària.

10.4 Exercicis

1. Es disposa d'un VCO de freqüència nominal de 400 MHz amb una capacitat de sintonia de ± 5 MHz amb una tensió de control de ± 10 V. Amb ell es pretén sintetitzar un marge de freqüències de 398 a 402 MHz amb canalitzacions de 12,5 kHz. Com a senyal de referència s'utilitzarà el d'un oscil·lador de 5 MHz. Es demana dissenyar l'esquema de blocs d'un sintetitzador que ho permeti.
2. Per al VCO anterior, calculeu la desviació de freqüència que es produirà si sobre el senyal de control del VCO s'acobla una tensió d'1 mV_{rms} de 50 Hz.

3. Especifiqueu i descriuiu les funcions del circuit integrat de Motorola MC145151 (vegeu l'annex), indicant les característiques dels seus detectors de fase i el valor de les seves constants.

10.5 Experiències de laboratori

Es tracta de dissenyar un sintetitzador de freqüències que cobreixi el marge d'1 GHz a 1,1 GHz amb increments de freqüència de 100 kHz, utilitzant com a VCO el circuit descrit en el tema anterior (Fig. 9.5). Com a sintetitzador s'utilitza el circuit integrat MC145151 de Motorola amb programació en paral·lel amb microinterruptors. El senyal de referència s'obté del propi circuit integrat a partir d'un cristall de quars de 4 MHz.

Per connectar el senyal de sortida del VCO a l'entrada del MC145151 s'utilitzarà el divisor de freqüència (*prescaler*) MC12078 de Motorola, amb un factor de divisió de 256.

En el disseny del filtre de llaç s'ha de tenir en compte que el VCO ja inclou el condensador C_2 , de valor 10 nF, i que la resistència R_3 s'ha de soldar en el terminal de la tensió de control del VCO a fi de reduir el soroll que es pot acoblar sobre el senyal de control del VCO.

L'esquema elèctric del circuit sintetitzador és el de la figura 10.3. El treball de laboratori consistirà en el disseny del filtre de llaç i la programació del sintetitzador per tal d'assolir els objectius de disseny esmentats anteriorment.

Un cop funcionant i utilitzant l'analitzador d'espectre de RF es comprovarà el funcionament correcte del circuit i es realitzarà la mesura del soroll de fase del senyal sintetitzat.

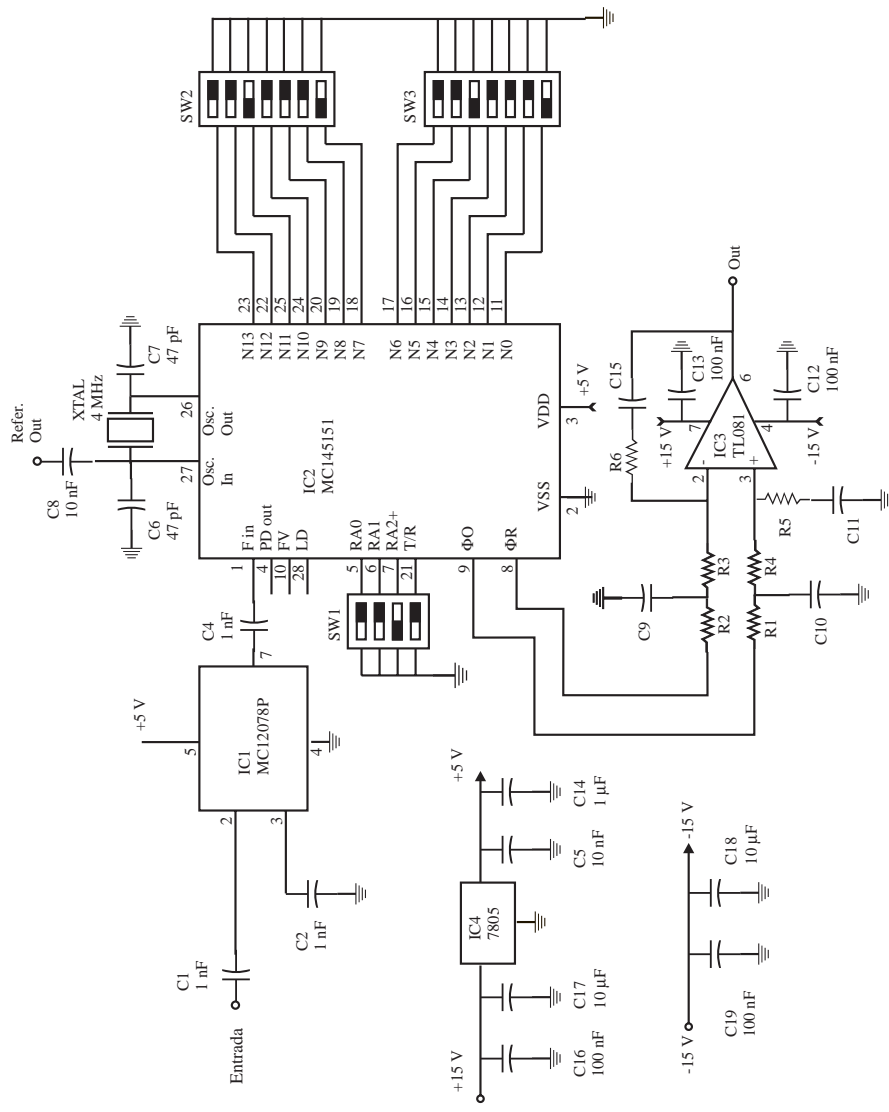


Fig. 10.3 Esquema elèctric del circuit sintetitzador.

Bibliografía

- [1] RAMO, S.; WHINNERY, J.; VAN DUZER, T. *Fields and Waves in Communication Electronics*. John Wiley & Sons, 1994.
- [2] JORDAN, E. *Ondas electromagnéticas y sistemas radiantes*. Editorial Paraninfo, 1978.
- [3] CARLSON, A. Bruce. *Sistemas de comunicación*. McGraw Hill, 1980.
- [4] TAUB; SCHILLING. *Principles of Communication Systems*. McGraw Hill, 1987.
- [5] NOLL, A. M. *Television Technology: Fundamentals and Future Prospects*. Artech House, 1988.
- [6] BOITHIAS, Lucien. *Propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestre*. Dunod, París, 1984.
- [7] KODALI, V. Prasad. *Engineering Electromagnetic Compatibility: Principles, Measurements and Technologies*. IEEE Press, Nova York, 1996.
- [8] MATTHAEI, G.; YOUNG, L.; JONES, E.M.T. *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures*. Artech House, 1980.
- [9] WADELL, B.C. *Transmission Line Design Handbook*. Artech House, 1991.
- [10] SMITH, K. *Modern Communications Circuits*. McGraw Hill, 1986.
- [11] CARSON. *Radio Communication Concepts*. John Wiley.
- [12] GARDNER, F. *Phaselock Techniques*. John Wiley, 1979.
- [13] CUBERO, M. *Análisis espectral*. Paraninfo, 1991.
- [14] YOUNG, P. E. *Electronic Communication Techniques*. McMillan, 1994.

- [15] MAAS, Stephen A. *Microwave Mixers*. Artech House, 1986.
- [16] MAAS, Stephen A. "The Diode-Ring Mixer", *RF Design*. Novembre 1993, pp. 54-62.
- [17] McWHORTER, Mark. "Broadband RF Transformer Directional Couplers", *RF Design*, Juliol de 1991, pp. 53-59.
- [18] LOIS SANTOS, R. M.; FERNÁNDEZ CARNERO, J.L. *Sistemas para recepción de TV: terrestre-satélite*. Ediciones Televisión, 1994.
- [19] ENGELSON, M. *Modern Spectrum Analyzer: Theory and Applications*. Artech House, 1984.
- [20] ENGELSON, M. *Modern Spectrum Analyzer Measurements*. Artech House, 1991.
- [21] THE AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE. *The ARRL Handbook for Radio Amateurs*. 1993.
- [22] BOWICK, C. *RF Circuit Design*. SAMS, 1982.
- [23] BREED, G. *RFI/EMI/EMC: A Designer's Handbook*. Cardiff, 1992.
- [24] MIDDLETON, J. *The Engineer's EMC Work Book*. Marconi Instruments, 1992.
- [25] BREED, G. *Oscillator Design Handbook*. Cardiff, 1991.
- [26] POZAR, D. M. *Microwave Engineering*. Addison-Wesley, 1990.
- [27] IEC, *Limits and Methods of Measurement of Radio Interference Characteristics of Information Technology Equipment*. CISPR-22, 1985.
- [28] INSTITUTO NACIONAL DE HIGIENE Y SEGURIDAD EN EL TRABAJO. *Exposición a radiofrecuencias y microondas (I). Evaluación*. Notas técnicas de prevención, NTP-234, 1989.
- [29] MARSHAM, C. *The Guide to the EMC Directive 89/336/EEC*. IEEE Press, 1992.